



**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO**  
**FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA**  
**CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y REDES**  
**INDUSTRIALES**

**“DESARROLLO DE UN SISTEMA DE MEDICIÓN DE RUIDO DE**  
**BAJA FRECUENCIA PARA CARACTERIZACIÓN DE CANALES**  
**CONDUCTIVOS EN DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS”**

**Trabajo de Titulación**

**Tipo: DISPOSITIVO TECNOLÓGICO**

Presentado para optar al grado académico de:

**INGENIERO EN ELECTRÓNICA CONTROL Y REDES**  
**INDUSTRIALES**

**AUTOR: BARCIA MACÍAS RONALD MARCELO**

**DIRECTOR: ING. JORGE LUIS HERNÁNDEZ AMBATO, PhD**

Riobamba – Ecuador

2019

**©2019, Ronald Marcelo Barcia Macías.**

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento, siempre y cuando se reconozca el Derecho de Autor.

Yo, **Ronald Marcelo Barcia Macías**, declaro que el presente trabajo es de mi autoría y los resultados del mismo son auténticos. Los textos en el documento provienen de otras fuentes están debidamente citados y referenciados.

Como autor asumo la responsabilidad legal y académica de los contenidos de este trabajo de titulación; El patrimonio intelectual pertenece a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo.

Riobamba, 27 de noviembre de 2019

**Ronald Marcelo Barcia Macías**

**1315203339**

**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO**  
**FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA**  
**CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y REDES INDUSTRIALES**

El tribunal del trabajo de titulación certifica que: El trabajo de titulación tipo: Dispositivo Tecnológico, **DESARROLLO DE UN SISTEMA DE MEDICIÓN DE RUIDO DE BAJA FRECUENCIA PARA CARACTERIZACIÓN DE CANALES CONDUCTIVOS EN DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS**, realizado por **RONALD MARCELO BARCIA MACÍAS**, ha sido minuciosamente revisado por los miembros del tribunal del trabajo de titulación, el mismo que cumple con los requisitos científicos, técnicos, legales, en tal virtud el Tribunal Autoriza su presentación.

NOMBRE	FIRMA	FECHA
Ing. Edwin Altamirano. <b>PRESIDENTE DE TRIBUNAL</b>	_____	<b>29-11-2019</b>
Ing. Jorge Luis Hernández Ambato, PhD. <b>DIRECTOR DE TRABAJO DE TITULACION</b>	_____	<b>29-11-2019</b>
Ing. Andrés Morocho Caiza <b>MIEMBRO DEL TRIBUNAL</b>	_____	<b>29-11-2019</b>

## **DEDICATORIA**

Este trabajo es dedicado en primer a lugar a mis padres, pilares fundamentales y apoyo incondicional a lo largo de toda mi carrera universitaria, quienes han inculcado en mí valores y enseñanzas sin las cuales haber logrado este sueño hubiera sido imposible. A mis hermanos, quienes me han brindado su apoyo moral incondicional. A Sofía Berrones, quien incondicionalmente ha estado siempre a mi lado dándome ánimos y cuya contribución en este sueño ha sido fundamental. A don Luis Berrones, quien ha sido partícipe del cumplimiento de este trabajo. A mis familiares y amigos que brindaron palabras de aliento. Para todos ustedes, con mucho esfuerzo y afecto.

Ronald.

## **AGRADECIMIENTO**

Agradezco a mi madre, Aura, por siempre acompañarme en cada paso que doy en mi vida y en mi carrera universitaria, por ser la mejor madre, amiga y maestra, por todas sus enseñanzas que me han moldeado para ser la persona que soy ahora. A mi padre, Marcelo, que con ejemplo de esfuerzo, trabajo, esmero y dedicación ha inspirado en mí estos valores para nunca desmayar, además de siempre brindar su apoyo incondicional. A mis hermanos, Yandry y Kerly, quienes siempre están presentes en mis pensamientos y en mi corazón. A Sophi, gracias por creer en mí, por siempre estar mi lado y por ese apoyo incondicional que ha logrado levantarme en momentos de crisis, sin el cual hubiera sido imposible haber logrado esta meta. A don Luis, por ser ejemplo de constancia y por apoyar el cumplimiento de este trabajo. A mis maestros, quienes han contribuido con sus conocimiento y paciencia para llegar a cumplir este sueño, especialmente a los doctores Jorge Hernández y Jesús Rodríguez, que han sido apoyo esencial en el cumplimiento de este trabajo de titulación. Finalmente, a todos mis familiares y amigos que han brindado una palabra de aliento y motivación para concluir esta etapa. A todos ustedes, de todo corazón ¡Gracias!

Ronald.

## ÍNDICE DE CONTENIDOS

ÍNDICE DE TABLAS.....	ix
ÍNDICE DE FIGURAS.....	x
ÍNDICE DE GRÁFICOS.....	xiii
ÍNDICE DE ECUACIONES .....	xiv
ÍNDICE DE ANEXOS .....	xvi
ÍNDICE DE ABREVIATURAS.....	xvii
RESUMEN.....	xviii
ABSTRACT.....	xix
INTRODUCCIÓN .....	1

### CAPÍTULO I

1. MARCO TEÓRICO .....	6
1.1 Generalidades del Ruido Electrónico.....	6
1.2 Herramientas Estadísticas para el Estudio del Ruido Electrónico.....	8
1.2.1 <i>Variables Aleatorias y Procesos Estocásticos</i> .....	8
1.2.2 <i>Función de Densidad de Probabilidad</i> .....	9
1.2.2.1 <i>Otras Distribuciones de Probabilidad</i> .....	13
1.2.3 <i>Momentos de una Variable Aleatoria</i> .....	15
1.2.3.1 <i>Momentos Multivariantes</i> .....	18
1.2.3.2 <i>Covarianza</i> .....	19
1.2.4 <i>Procesos Estocásticos</i> .....	20
1.2.5 <i>Promedios o Momentos Conjuntos</i> .....	20
1.2.6 <i>Procesos Estocásticos Estacionarios</i> .....	22
1.2.7 <i>Procesos Estocásticos Ergódicos</i> .....	22
1.2.8 <i>Espectro de Potencia</i> .....	23
1.2.9 <i>Espectro de Potencia Cruzado</i> .....	26
1.2.10 <i>Señales Aleatorias Filtradas</i> .....	28
1.2.11 <i>Ruido Blanco y Ancho de Banda de Ruido Equivalente</i> .....	30
1.3 Mecanismos de Origen de Fuentes de Ruido Electrónico .....	33
1.3.1 <i>Ruido Térmico</i> .....	33
1.3.2 <i>Ruido Electrónico de Disparo</i> .....	36
1.3.3 <i>Ruido de Baja Frecuencia, 1/f o de Exceso</i> .....	39
1.4 Modelos de Ruido en Dispositivos Electrónicos .....	41

1.4.1	<i>Modelo de Ruido en Resistores</i> .....	42
1.4.2	<i>Modelo de Ruido en Capacitores</i> .....	43
1.4.3	<i>Modelo de Ruido en Inductores</i> .....	44
1.4.4	<i>Modelo de Ruido en Transistores de Efecto de Campo</i> .....	45
1.4.5	<i>Modelo de Ruido en Transistores de Unión Bipolar</i> .....	47
1.4.6	<i>Modelo de Ruido en Amplificadores Operacionales</i> .....	48
1.5	<b>Defectos en Dispositivos Electrónicos y su Relación con el Ruido Electrónico de Baja Frecuencia</b> .....	51

## CAPÍTULO II53

2.	<b>MARCO METODOLÓGICO</b> .....	53
2.1	<b>Introducción</b> .....	53
2.2	<b>Alimentación</b> .....	55
2.3	<b>Tarjeta Analógica</b> .....	55
2.3.1	<i>Pre Amplificador de Bajo Ruido</i> .....	55
2.3.1.1	<i>Amplificador de Transimpedancia</i> .....	55
2.3.1.2	<i>Amplificador Inversor de Voltaje</i> .....	57
2.3.2	<i>Filtro Pasa Altos</i> .....	57
2.3.3	<i>Filtro Pasa Bajos</i> .....	59
2.3.4	<i>Análisis de Ruido</i> .....	61
2.3.5	<i>Implementación</i> .....	62
2.4	<b>Tarjeta Digital</b> .....	64
2.4.1	<i>Monitoreo de Alimentación</i> .....	65
2.4.2	<i>Polarización</i> .....	66
2.4.3	<i>Control del Sistema</i> .....	68
2.4.4	<i>Implementación</i> .....	69
2.4.4.1	<i>Diseño del Circuito</i> .....	69
2.4.4.2	<i>Firmware de la Unidad de Control del Sistema</i> .....	70
2.5	<b>Interfaz de Comunicación</b> .....	73
2.6	<b>Unidad de Adquisición de Datos</b> .....	75
2.7	<b>Control y Elaboración de Resultados</b> .....	76

## CAPÍTULO III

3.	<b>DISCUSIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS</b> .....	79
3.1	<b>Introducción</b> .....	79
3.2	<b>Análisis de Costos de Implementación del Sistema</b> .....	79



<b>3.3</b>	<b>Ruido de Fondo de la Instrumentación de Medición de Ruido de Baja Frecuencia..</b>	<b>80</b>
<b>3.4</b>	<b>Mediciones en Resistores .....</b>	<b>82</b>
<b>3.5</b>	<b>Mediciones en Transistores de Efecto de Campo .....</b>	<b>86</b>
	<b>CONCLUSIONES.....</b>	<b>90</b>
	<b>RECOMENDACIONES.....</b>	<b>91</b>
	<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	
	<b>ANEXOS</b>	

## ÍNDICE DE TABLAS

<b>Tabla 1-2:</b> Comandos programados en el firmware de la unidad de control del sistema.....	71
<b>Tabla 1-3:</b> Condiciones de polarización para mediciones de ruido de baja frecuencia en resistencias.....	80
<b>Tabla 2-3:</b> Condiciones de polarización para mediciones de ruido de baja frecuencia en resistencias.....	83
<b>Tabla 3-3:</b> Resultados de mediciones de ruido de baja frecuencia en resistores de carbón.....	83
<b>Tabla 4-3:</b> Comparación de resultados de mediciones de ruido de baja frecuencia en resistores de carbón con modelos teóricos.....	86
<b>Tabla 5-3:</b> Condiciones de polarización para mediciones de ruido de baja frecuencia en MOSFET IRF3710.....	87
<b>Tabla 6-3:</b> Características Eléctricas de un MOSFET de canal N IRF3710.....	87
<b>Tabla 7-3:</b> Resultados de mediciones de ruido de baja frecuencia en MOSFET IRF3710.....	88
<b>Tabla 8-3:</b> Comparación de resultados de mediciones de ruido de baja frecuencia en MOSFET IRF3710 con modelos teóricos.....	89

## ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1-1:</b>	Forma de onda de ruido. ....	7
<b>Figura 2-1:</b>	Tres diferentes muestras estadísticas para un proceso estocástico $B(t)$ . ....	9
<b>Figura 3-1:</b>	Corriente medida en $N$ resistencias.....	10
<b>Figura 4-1:</b>	Histograma del ruido asociado a la corriente.....	11
<b>Figura 5-1:</b>	Función de densidad de probabilidad Gaussiana. ....	11
<b>Figura 6-1:</b>	PDF Gaussiana con distintos valores de $\sigma$ .....	12
<b>Figura 7-1:</b>	Cálculo de probabilidad como el cálculo de un área.....	13
<b>Figura 8-1:</b>	Ejemplo de Función de Densidad de Probabilidad Uniforme.....	14
<b>Figura 9-1:</b>	Ejemplo de Distribución de Probabilidad de Poisson. ....	15
<b>Figura 10-1:</b>	Interpretación del cálculo de la media de una variable aleatoria. ....	16
<b>Figura 11-1:</b>	Interpretación del cálculo de la varianza de una variable aleatoria.....	18
<b>Figura 12-1:</b>	Interpretación de la correlación entre dos variables aleatorias. ....	20
<b>Figura 13-1:</b>	Relación entre el ancho de banda de una señal aleatoria y su función de autocorrelación.....	24
<b>Figura 14-1:</b>	Sistema lineal con respuesta impulsional $ht$ .....	28
<b>Figura 15-1:</b>	Relación entra la densidad espectral de entrada y la función de transferencia del sistema lineal.....	30
<b>Figura 16-1:</b>	Ruido Blanco: a) Densidad espectral de potencia; b) Función de autocorrelación..	32
<b>Figura 17-1:</b>	Ancho de banda de ruido equivalente. ....	33
<b>Figura 18-1:</b>	a) Aglomeración espontánea de portadores en un terminal; b) Voltaje de ruido térmico en el tiempo.....	34
<b>Figura 19-1:</b>	a) Resistor con ruido; b) Equivalente de Thevenin; c) Equivalente de Norton.....	35
<b>Figura 20-1:</b>	a) Agrupación de electrones durante el vuelo entre dos placas; b) pulsos de corriente elementales.....	37
<b>Figura 21-1:</b>	a) Unión pn con ruido; b) Equivalente de Norton para el ruido de disparo. ....	38
<b>Figura 22-1:</b>	Densidad espectral de potencia del ruido de un amplificador referida a la entrada.	39
<b>Figura 23-1:</b>	Ruido $1/f$ y ruido blanco. a) Fuentes de ruido. b) Densidad espectral de potencia de ruido equivalente.....	41
<b>Figura 24-1:</b>	a) Resistor con ruido; b) Fuentes de voltaje de ruido; c) Fuentes de corriente de ruido. ....	42

<b>Figura 25-1:</b> a) Capacitor ideal; b) Circuito equivalente para un capacitor real; c) Modelo de ruido para un capacitor.....	44
<b>Figura 26-1:</b> a) Inductor ideal; b) Circuito equivalente para un inductor real; c) Modelo de ruido para un inductor. ....	45
<b>Figura 27-1:</b> Modelo de pequeña señal de un MOSFET: a) sin fuentes de ruido; b) incluyendo fuentes de ruido.....	45
<b>Figura 28-1:</b> Modelo híbrido $\pi$ de un transistor de unión bipolar: a) sin fuentes de ruido; b) incluyendo fuentes de ruido. ....	47
<b>Figura 29-1:</b> Circuitos equivalentes de una red de dos puertos con generadores de ruido en cada puerto: (a) generadores de voltaje; (b) generadores de corriente. ....	48
<b>Figura 30-1:</b> Modelo de ruido de un amplificador operacional. ....	49
<b>Figura 31-1:</b> Densidades espectrales de potencia de Voltaje y Corriente de ruido y una grabación de varios segundos de la tensión de ruido de salida para un OPA227. ....	50
<b>Figura 1-2:</b> Diagrama de bloques del sistema de medición de ruido de baja frecuencia para caracterización de canales conductivos en dispositivos electrónicos.....	54
<b>Figura 2-2:</b> Amplificador de transimpedancia propuesto. ....	56
<b>Figura 3-2:</b> Amplificador de voltaje inversor propuesto.....	57
<b>Figura 4-2:</b> Filtro activo pasa altos propuesto.....	58
<b>Figura 5-2:</b> Filtro activo pasa bajos propuesto.....	60
<b>Figura 6-2:</b> Diagrama esquemático para fabricación de circuito impreso de la tarjeta analógica. ....	63
<b>Figura 7-2:</b> Diseño de la placa circuito impreso de la tarjeta analógica. ....	64
<b>Figura 8-2:</b> Circuito para monitoreo de voltaje de alimentación positivo. ....	65
<b>Figura 9-2:</b> Circuito para monitoreo de voltaje de alimentación negativo. ....	66
<b>Figura 10-2:</b> Diagrama esquemático de la conexión del regulador de 5V para alimentación de los convertidores analógico digitales. ....	67
<b>Figura 11-2:</b> Diagrama esquemático de la conexión de la referencia de voltaje de 5V para los convertidores analógico – digital. ....	68
<b>Figura 12-2:</b> Diagrama esquemático de la conexión del regulador de 5V para alimentación del microcontrolador. ....	69
<b>Figura 13-2:</b> Diagrama esquemático para fabricación de circuito impreso de la tarjeta digital. ..	70
<b>Figura 14-2:</b> Diseño de la placa circuito impreso de la tarjeta analógica. ....	70
<b>Figura 15-2:</b> Diagrama funcional del receptor óptico HFBR-1524Z.....	73
<b>Figura 16-2:</b> Diagrama funcional del receptor óptico HFBR-2522Z.....	74

<b>Figura 17-2:</b>	Diagrama esquemático para fabricación de circuito impreso de la tarjeta digital. ..	75
<b>Figura 18-2:</b>	Diseño de la placa circuito impreso de interfaz de comunicación. ....	75
<b>Figura 19-2:</b>	Dispositivo de adquisición de datos NI myDAQ.....	76
<b>Figura 20-2:</b>	Diagrama de flujo de la aplicación para el control y elaboración de resultados. ....	77
<b>Figura 21-2:</b>	Interfaz gráfica de la aplicación desarrollada para el control y elaboración de resultados. ....	78

## ÍNDICE DE GRÁFICOS

<b>Gráfica 1-2:</b>	Respuesta transitoria del filtro pasa altos propuesto. ....	58
<b>Gráfica 2-2:</b>	Respuesta en frecuencia del filtro pasa altos propuesto. ....	59
<b>Gráfica 3-2:</b>	Respuesta transitoria del filtro pasa bajos propuesto.....	60
<b>Gráfica 4-2:</b>	Respuesta en frecuencia del filtro pasa altos propuesto. ....	61
<b>Gráfica 5-2:</b>	Análisis de ruido amplificador de transimpedancia junto con el filtro pasa altos. ...	62
<b>Gráfica 6-2:</b>	Variación del voltaje de salida del circuito de monitoreo de voltaje de alimentación negativo.....	66
<b>Gráfica 1-3:</b>	Densidad espectral de corriente de ruido de fondo del sistema de medición de ruido de baja frecuencia obtenida mediante simulación.....	81
<b>Gráfica 2-3:</b>	Densidad espectral de corriente de ruido de fondo del sistema de medición de ruido de baja frecuencia obtenida mediante medición. ....	82
<b>Gráfica 3-3:</b>	Densidad espectral de corriente de ruido medida en una resistencia de $10K\Omega$ .....	84
<b>Gráfica 4-3:</b>	Densidad espectral de corriente de ruido medida en una resistencia de $1K\Omega$ .....	84
<b>Gráfica 5-3:</b>	Densidad espectral de corriente de ruido medida en una resistencia de $100\Omega$ .....	85
<b>Gráfica 6-3:</b>	Densidad espectral de corriente de ruido medida en una resistencia de $10\Omega$ .....	85
<b>Gráfica 7-3:</b>	Densidad espectral de corriente de ruido en un MOSFET IRF3710 en diversas condiciones de polarización.....	88

## ÍNDICE DE ECUACIONES

<b>Ecuación 1-1:</b>	Definición de la Función de Probabilidad Gaussiana. ....	12
<b>Ecuación 2-1:</b>	Cálculo de la probabilidad a partir de la Función de Distribución de Probabilidad. .....	13
<b>Ecuación 3-1:</b>	Función de Densidad de Probabilidad para una Distribución Uniforme. ....	14
<b>Ecuación 4-1:</b>	Función de Densidad de Probabilidad para una Distribución de Poisson.....	14
<b>Ecuación 5-1:</b>	Definición del Momento de orden n para una Variable Aleatoria Continua. ....	15
<b>Ecuación 6-1:</b>	Definición del Valor Medio para una Variable Aleatoria Continua. ....	16
<b>Ecuación 7-1:</b>	Definición del Momento de la Media Cuadrada para una Variable Aleatoria Continua. ....	17
<b>Ecuación 8-1:</b>	Cálculo de la Varianza a partir del Momento de Segundo Orden de una Variable Aleatoria.....	17
<b>Ecuación 9-1:</b>	Momento de orden r del producto de N variables aleatorias independientes. ....	18
<b>Ecuación 10-1:</b>	Momento de orden r de la suma de N variables aleatorias. ....	19
<b>Ecuación 11-1:</b>	Definición de covariancia. ....	19
<b>Ecuación 12-1:</b>	Promedio conjunto de un proceso estocástico. ....	21
<b>Ecuación 13-1:</b>	Definición de la función de autocorrelación.....	21
<b>Ecuación 14-1:</b>	Definición de promedio temporal.....	22
<b>Ecuación 15-1:</b>	Definición de autocorrelación temporal. ....	23
<b>Ecuación 16-1:</b>	Teorema de Wiener-Kinchine.....	25
<b>Ecuación 17-1:</b>	Definición de la Densidad Espectral de Potencia. ....	26
<b>Ecuación 18-1:</b>	Estimación de la Densidad Espectral de Potencia para un proceso estocástico ergódico.....	26
<b>Ecuación 19-1:</b>	Cálculo de la potencia promedio a partir de la densidad espectral de potencia...	26
<b>Ecuación 20-1:</b>	Definición de la función de correlación cruzada. ....	27
<b>Ecuación 21-1:</b>	Definición de la Densidad Espectral de Potencia Cruzada.....	27
<b>Ecuación 22-1:</b>	Integral de convolución. ....	28
<b>Ecuación 23-1:</b>	Valor esperado de la salida de un sistema lineal con una señal de entrada aleatoria.....	28
<b>Ecuación 24-1:</b>	Función de autocorrelación de la salida de un sistema lineal con una señal de entrada aleatoria.....	29

<b>Ecuación 25-1:</b> Densidad espectral de potencia de la salida de un sistema lineal con señal de entrada aleatoria.....	29
<b>Ecuación 26-1:</b> Cálculo de la potencia promedio a partir de la densidad espectral de potencia...	30
<b>Ecuación 27-1:</b> Densidad espectral de potencia del ruido blanco.....	31
<b>Ecuación 28-1:</b> Función de autocorrelación del ruido blanco.....	31
<b>Ecuación 29-1:</b> Densidad espectral de potencia de ruido blanco filtrado.....	31
<b>Ecuación 30-1:</b> Potencia promedio asociada con el ruido blanco filtrado.....	32
<b>Ecuación 31-1:</b> Ancho de banda de ruido equivalente.....	33
<b>Ecuación 32-1:</b> Densidad espectral de potencia del equivalente de Thévenin de una fuente de ruido térmico.....	35
<b>Ecuación 33-1:</b> Densidad espectral de potencia del equivalente de Norton de una fuente de ruido térmico.....	36
<b>Ecuación 34-1:</b> Voltaje RMS de ruido térmico en circuito abierto.....	36
<b>Ecuación 35-1:</b> Densidad espectral de potencia del ruido electrónico de disparo.....	38
<b>Ecuación 36-1:</b> Densidad espectral del ruido de baja frecuencia.....	40
<b>Ecuación 37-1:</b> Potencia o valor medio cuadrático asociada al ruido de baja frecuencia.....	40
<b>Ecuación 38-1:</b> Densidad espectral del modelo equivalente de ruido de baja frecuencia.....	40
<b>Ecuación 39-1:</b> Densidad espectral de potencia de fuentes de voltaje de ruido térmico y $1/f$ para el modelo de ruido de un resistor.....	43
<b>Ecuación 40-1:</b> Densidad espectral de potencia de fuentes de corriente de ruido térmico y $1/f$ para el modelo de ruido de un resistor.....	43
<b>Ecuación 41-1:</b> Relación entre la resistencia de canal de compuerta y la resistencia de canal de un MOSFET.....	46
<b>Ecuación 42-1:</b> Densidad Espectral de Potencia de fuentes de ruido térmico en un transistor de efecto de campo.....	46
<b>Ecuación 43-1:</b> Densidad Espectral de Potencia de fuentes de ruido $1/f$ en un transistor de efecto de campo.....	46
<b>Ecuación 44-1:</b> Densidad Espectral de Potencia de fuentes de ruido electrónico de disparo en un transistor de efecto de campo.....	47
<b>Ecuación 45-1:</b> Densidades Espectrales de Potencia de las contribuciones de ruido en un transistor de unión bipolar.....	47
<b>Ecuación 1-2:</b> Voltaje de salida del amplificador de transimpedancia propuesto.....	56



## **ÍNDICE DE ANEXOS**

**Anexo A:** Hoja Técnica de Datos de Amplificador Operacional LT792

**Anexo B:** Hoja Técnica de Datos de Amplificador Operacional de Precisión OP484FPZ

**Anexo C:** Relé Biestable DS1E-ML2-DC5V

**Anexo D:** Hoja Técnica de Datos de Controlador de Relé ULN2803A

**Anexo E:** Hoja Técnica de Datos de Convertidor Digital-Analógico MAX539BCPA+

## **ÍNDICE DE ABREVIATURAS**

LFNM: Mediciones de Ruido de Baja Frecuencia

DUT: Dispositivo Bajo Prueba

PSD: Densidad Espectral de Potencia

BJT: Transistor de Unión Bipolar

MOSFET: Transistor de Efecto de Campo de Metal – Óxido Semiconductor

PDF: Función de Distribución de Probabilidad

DAQ: Adquisición de Datos

BN: Ruido de Fondo

SPI: Interfaz Serial de Periféricos

ADC: Convertidor Digital a Analógico

## RESUMEN

Se desarrolló un sistema de medición de ruido electrónico de baja frecuencia para la caracterización de canales conductivos en dispositivos electrónicos. Como parte de la metodología se describen los pasos de diseño del sistema partiendo desde una revisión teórica acerca de las generalidades del ruido electrónico haciendo énfasis en los modelos eléctricos que describen los mecanismos de origen del ruido de baja frecuencia intrínseco en los dispositivos electrónicos, conceptos que son usados para establecer los requerimientos de hardware y software del sistema. El sistema está constituido por cuatro módulos fundamentales: tarjeta analógica, tarjeta digital, interfaz de comunicación y sistema de adquisición de datos, cuya operación y pasos de implementación son descritos de manera detallada. El sistema ha sido evaluado realizando mediciones sobre resistencias y transistores de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor para comprobar que los resultados obtenidos concuerdan con la revisión teórica de los modelos de ruido electrónico y con simulaciones realizadas en Multisim 14.0 y así corroborar su correcto funcionamiento. Los resultados indican que el instrumento presenta un nivel mínimo de densidad espectral de corriente de ruido cercanos  $1 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$  y  $0.01 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$  a  $1 \text{ mHz}$  y  $10 \text{ mHz}$ , respectivamente, y  $1 \text{ fA} / \sqrt{\text{Hz}}$  para frecuencias a partir de  $100 \text{ mHz}$ , lo cual está dentro de las consideraciones de diseño. Mediante el uso de este sistema es posible obtener información acerca de defectos en los canales conductivos de dispositivos electrónicos de una manera no invasiva obteniendo información para determinar su fiabilidad a largo plazo

**PALABRAS CLAVE:** <INGENIERÍA Y TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA>, <INSTRUMENTACIÓN DE BAJO RUIDO>, <RUIDO ELECTRÓNICO>, <CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA>, <DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS>, <CONFIABILIDAD DE DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS>, <ANÁLISIS ESPECTRAL>, <MEDICIÓN DE RUIDO ELECTRÓNICO>

## **ABSTRACT**

A low frequency electronic noise measurement system was developed for the characterization of conductive channels in electronic devices. As part of the methodology, the design steps of the system are described starting from a theoretical review about the particularities of electronic noise, emphasizing the electric models that describe the origin mechanisms of intrinsic low frequency noise in electronic devices, concepts which are used to establish the system hardware and software requirements. The system consists of four fundamental modules: analog card, digital card, communication interface and data acquisition system, whose operation and implementation steps are described in detail. The system has been evaluated by performing measurements in resistors and metal-oxide-semiconductor field effect transistors to verify that the results obtained are consistent with the theoretical revision of the electronic noise models and with simulations performed in Multisim 14.0 and corroborate their correct operation. The results indicate that the instrument has a minimum level of current spectral density close to  $1 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$  and  $0.01 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$  at 1mHz and 10mHz, respectively, and  $1 \text{ fA} / \sqrt{\text{Hz}}$  for frequencies starting from 100mHz, which is within the design considerations. By using this system it is possible to obtain information about defects in the conductive channels of electronic devices in a non-invasive way obtaining information to determine its long-term reliability.

**KEYWORDS:** <ENGINEERING AND ELECTRONIC TECHNOLOGY>, <LOW NOISE INSTRUMENTATION>, <ELECTRONIC NOISE>, <ELECTRICAL CHARACTERIZATION> <ELECTRONIC DEVICES>, <ELECTRONIC DEVICES RELIABILITY>, <SPECTRAL ANALYSIS>, <ELECTRONIC NOISE MEASUREMENT>.

## INTRODUCCIÓN

El control de calidad y la evaluación de la fiabilidad de los materiales y dispositivos se encuentran entre los temas más importantes en el campo de la microelectrónica. Los problemas derivados de la degradación de los dispositivos electrónicos se han vuelto cada vez más importantes en las últimas dos décadas, debido a la mayor complejidad de los circuitos y sistemas integrados modernos, por ejemplo: problemas relacionados con el aumento de la corriente de fuga en diodos de silicio al aumentar el voltaje en polarización inversa debido a defectos localizados en la interfaz entre semiconductor y dieléctrico (Băjenescu y Băzu 2015, p. 70-72) pueden influir el desempeño de rectificadores, el cual es el principal uso de los diodos de silicio, además de problemas en diodos de protección en aplicaciones de potencia por diversos mecanismos de degradación eléctricos y físicos (Diatta et al. 2012); problemas de cambio de colores o iluminación reducida en LEDs debido a la degradación (Chang et al. 2012, p. 762; Yang, Shih-Chun et al. 2010); pérdida de control de compuerta y aumento de corrientes de fuga debido a la degradación progresiva del dieléctrico en IGBTs (Patil et al. 2008); problemas en la confiabilidad de convertidores de potencia debido a la degradación de algunos de sus componentes como capacitores de filtrado, aisladores ópticos, IGBTs para conmutación (Yang, S. et al. 2010) que afectan diversos parámetros de rendimiento de los convertidores como el control de ciclo útil, voltajes de entrada y salida y corriente de carga; cambios en el voltaje de umbral en MOSFETs de carburo de silicio debido a la degradación de la interfaz de óxido de silicio y carburo de silicio (Romano et al. 2015). Por este motivo, se ha dedicado un gran esfuerzo a establecer procedimientos estándar para la calificación de materiales y dispositivos, como los estándares americanos para pruebas de semiconductores MIL-STD-750D desarrollado por (Department of Defense of United States of America 1995) y demás estándares desarrollados por (American Society for Testing and Materials 2019), estándares europeos (European Standards 2010b; 2010c; 2010a) y otros procedimientos comunes mencionados en (Bazu y Bajenescu 2011, p. 4; Hendricks et al. 2015), lo que permitió el desarrollo de técnicas cada vez más sofisticadas para el análisis de fallas, como se indica en (Thermotron Industries 1998; Zafiropoulos y Dialynas 2005; Zhang et al. 2013), y a nuevas herramientas de caracterización (Deen y Pascal 2017; Goodman, Skipper y Aitken 2015; Xiong et al. 2007) que pueden mejorar la comprensión de los mecanismos de degradación más peligrosos.

Las técnicas convencionales de análisis de fallas para pruebas de confiabilidad en dispositivos electrónicos se basan principalmente en pruebas de vida útil en condiciones de estrés acelerado, y son

muy adecuadas para recopilar información estadística sobre la vida útil esperada de un conjunto determinado de dispositivos. Sin embargo, a menudo son inadecuadas para el estudio de las primeras etapas del proceso de degradación. De hecho, la etapa inicial es la más interesante en lo concerniente a la comprensión de los mecanismos de falla puesto que ayuda a una mejor comprensión de los mismos y a obtener modelos más precisos para poder predecir las fallas (Hendricks et al. 2015) y mejorar procesos de fabricación de dispositivos electrónicos. Una desventaja de las pruebas de estrés acelerado es que, en la mayoría de los casos, luego de ser efectuadas, el dispositivo ha sufrido un daño catastrófico, lo cual no permite obtener información sobre las causas que comenzaron, a nivel microscópico, el proceso de degradación. Por otro lado, durante las primeras etapas del fenómeno, puede ser posible recoger una gran cantidad de datos útiles sobre las causas primarias del daño. Por consiguiente, cualquier técnica empleada para este propósito debe ser capaz de mostrar, en un intervalo de tiempo razonablemente corto, los efectos de las etapas iniciales del proceso de degradación.

Existen técnicas para el análisis de mecanismos de fallas que involucran ensayos no destructivos de los dispositivos electrónicos, en su lugar usan el ruido eléctrico para dicho propósito (Bazu y Bajenescu 2011, p. 82). La técnica basada en mediciones de ruido de baja frecuencia (LFNM) cumple los requisitos anteriormente mencionados; de hecho, se ha utilizado en el campo del control de calidad de materiales y dispositivos electrónicos desde principios de la década de 1960, como se indica en el caso del estudio de LFNM para la caracterización de láminas de oro (Hooge y Hoppenbrouwers 1969) y en el estudio para la predicción de fallas en transistores de unión bipolar usando técnicas de LFNM por parte de Van der Ziel y Tong en 1969, como se indica en (Jones 1993, p. 244-245). Los primeros usos de LFNM para investigar un mecanismo de falla específico se informaron en la década de 1970 en la detección de películas metálicas defectuosas debido a rasguños y otros defectos físicos (Vossen 1973) y en la determinación de propiedades térmicas en metales mediante LFNM (Celasco, Fiorillo y Mazzetti 1976). Desde entonces, se han investigado casi todas las causas más importantes de degradación y falla en dispositivos electrónicos (radiación (Fleetwood, Meisenheimer y Scofield 1994), electrones calientes (Labat et al. 2011; Vandamme 1994, p. 2185), ruptura dieléctrica (Xiong et al. 2007), electromigración (Beyne, Croes, Wolf y Tókei 2017; Beyne, Croes, Wolf y Tiokei 2017; Vandamme 1994; Yang y Çelik-Butler 1991, p. 2179), envejecimiento (Rumyantsev et al. 2010, p. 3)) mediante el uso de LFNM.

El término “ruido eléctrico” es usado para describir a una señal no deseada que interfiere con otra señal deseada que es procesada por un circuito electrónico (Moura y Darwazeh 2005b, p. 279). Desde una perspectiva matemática se define como una perturbación espontánea y aleatoria en una señal

determinística superpuesta a su valor promedio (von Haartman y Östling 2007, p. 2). Dicha señal determinística puede representar cualquier variable eléctrica (voltaje, intensidad de corriente o resistencia eléctrica). Estas fluctuaciones están influenciadas por la presencia de defectos localizados e irregularidades en la microestructura de los dispositivos electrónicos. En estos casos, LFNM se puede usar como una prueba sensible para investigar fenómenos localizados causados por la presencia de tales defectos (Ciofi et al. 1999; Ciofi y Neri 2000) cuyos efectos rara vez se observan mediante el uso de otras herramientas de caracterización eléctrica sensibles al valor medio de la cantidad eléctrica investigada. Como ejemplo de la sensibilidad de LFNM, mediante el uso de esta técnica se han identificado cambios bruscos de resistencia del orden de menos de 1 parte por millón ( $10^{-6}$ ) mientras se realizan pruebas de electromigración en metalizaciones de circuitos integrados (Ciofi et al. 1999; Diligenti et al. 1987). En este caso, la sensibilidad de LFNM es más de un orden de magnitud mejor que la que se puede obtener por medio de las técnicas resistométricas de alta resolución más sofisticadas (D'haeger et al. 1994).

De acuerdo con (Ciofi y Neri 2000), lo que hace que LFNM sea particularmente interesante para su uso en el estudio de los mecanismos de degradación se puede sintetizar de la siguiente manera: LFNM (i) no es destructivo; (ii) es altamente sensible a los fenómenos localizados; (iii) no requiere instrumentación costosa ni engorrosa (Ciofi et al. 2004); y (iv) normalmente, no requiere procedimientos especiales y complicados para la preparación de la muestra. No obstante, un inconveniente en la aplicación de LFNM es la falta de instrumentación dedicada en el mercado. De hecho, la sensibilidad de LFNM depende del ruido de fondo de la cadena de medición. Este problema normalmente puede resolverse mediante el uso de instrumentación específicamente diseñada para esta aplicación (Ciofi et al. 2004). De hecho, es posible construir preamplificadores de ruido ultra bajo (Neri, Pellegrini y Saletti 1991; Poole y Darwazeh 2016; Scandurra et al. 2013), fuentes de alimentación (Baracchino et al. 1997; Ciofi et al. 1998; Scandurra, Giusi y Ciofi 2014) y sistemas de adquisición de datos (Ciofi, Marinis y Neri 1997; Qu et al. 2015) mediante el uso de componentes activos y pasivos disponibles en el mercado de los semiconductores.

Este documento describe el proceso de diseño e implementación de un sistema de medición de ruido de baja frecuencia enfocado en la caracterización de canales conductivos de dispositivos electrónicos. El documento está organizado de la siguiente manera: En el capítulo I se realiza una revisión de la literatura acerca del ruido eléctrico, mecanismos de origen de ruido electrónico, su tratamiento matemático y se hace énfasis en el análisis de ruido en el diseño de circuitos electrónicos considerando los diversos mecanismos de origen. En el capítulo II se discuten aspectos relacionados con la metodología de diseño del sistema de medición de ruido de baja frecuencia. Se conceptualiza el

sistema de forma general y se discute el diseño de cada una de las partes que constituyen el sistema. En el capítulo III se muestran las pruebas ejecutadas para validar el funcionamiento del sistema y se discuten los resultados de las mediciones hechas con el sistema.

### **FORMULACIÓN DEL PROBLEMA**

¿Cómo implementar un sistema de medición de ruido de baja frecuencia para caracterización de canales conductivos en dispositivos electrónicos?

### **SISTEMATIZACIÓN DEL PROBLEMA**

¿Cómo va a funcionar el sistema de medición de ruido de baja frecuencia para caracterización de canales conductivos en dispositivos electrónicos?

¿Cuáles son los requerimientos que debe cumplir el prototipo a implementar?

¿Cuál es el diseño que cumple con los requerimientos planteados?

¿Qué software y hardware son adecuados para llevar a cabo la implementación del diseño?

¿Cómo se evaluará que el prototipo cumpla con los requerimientos planteados?



## **OBJETIVOS**

### **OBJETIVOS GENERALES**

Desarrollar un sistema de medición de ruido de baja frecuencia para caracterización de canales conductivos en dispositivos electrónicos.

### **OBJETIVOS ESPECÍFICOS**

- Estudiar los mecanismos de medición y reducción de ruido de baja frecuencia.
- Especificar los requerimientos de diseño y funcionamiento que debe cumplir el prototipo a implementar.
- Diseñar el prototipo de instrumento de medición de ruido de baja frecuencia mediante cálculos y simulaciones para alcanzar los requerimientos planteados.
- Implementar el prototipo diseñado mediante el uso de herramientas de software y componentes de hardware cumpliendo con los requerimientos y parámetros establecidos durante la fase de diseño.
- Evaluar el funcionamiento del sistema de medición implementado con varios tipos de dispositivos electrónicos.

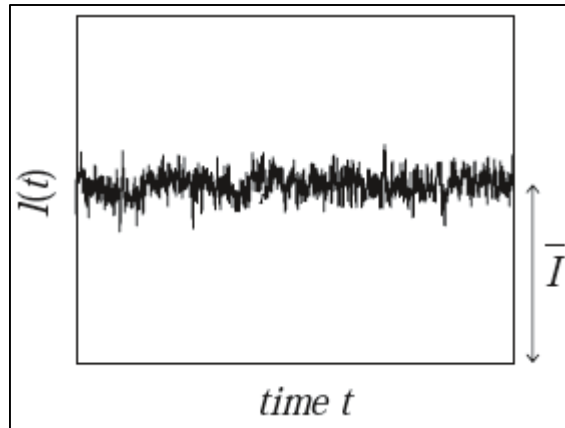
# CAPÍTULO I

## 1. MARCO TEÓRICO

### 1.1 Generalidades del Ruido Electrónico

Las variables eléctricas de un circuito electrónico pueden sufrir variaciones en sus valores debido a perturbaciones generalmente no deseadas. Estas perturbaciones pueden originadas por fuentes externas o internas. Las perturbaciones de origen externo generalmente provienen de la interacción del circuito electrónico con su ambiente o con otros sistemas electrónicos cercanos y son el resultado de acoplamiento electrostático o electromagnético entre el circuito electrónico con otros sistemas electrónicos, transmisores de ondas de radio o luces fluorescentes; y pueden ser mitigadas e incluso anuladas mediante técnicas estudiadas en la teoría de acoplamiento electromagnético, que se describen en (Bentley 2005b, p. 110-121; Redouté y Steyaert 2010). Las perturbaciones de origen interno son inherentes de los dispositivos electrónicos puesto que provienen de defectos en la física del dispositivo o de los materiales usados en su fabricación (Haartman y Östling 2007b, p. 2.1) y, por consiguiente, están siempre presentes en él. Por ejemplo, los materiales conductores muestran un voltaje en sus terminales al estar expuestos a temperaturas por encima del cero absoluto (Johnson 1928). Las perturbaciones externas pueden ser de naturaleza aleatoria (e. g. señales causadas por el movimiento aleatorio de portadores de carga inducidas por radiación en la atmósfera) o determinística (e. g. componentes armónicos no deseados de la frecuencia de la red de corriente alterna), mientras que las perturbaciones internas son siempre de naturaleza aleatoria (Bentley 2005a, p. 6.1).

Existen muchas definiciones del término “ruido” en el contexto de los circuitos electrónicos debido a que éste es un factor limitante en la mayoría de aplicaciones de circuitos electrónicos, de acuerdo con (Vasilescu 2005d, p. 1.1). El término “ruido” viene de la analogía acústica de sonidos no deseados (Vasilescu 2005d, p. 2). No obstante, estas señales aleatorias son deseadas en algunas aplicaciones (Vasilescu 2005d, p. 11-12), por ejemplo en el funcionamiento de osciladores donde esas pequeñas fluctuaciones aleatorias ayudan a cumplir el criterio de Barkhausen produciendo las oscilaciones, razón por la cual no puede darse una definición que abarque todos los propósitos. Una definición, de acuerdo con (Motchenbacher y Connelly 1993, p. 5), denomina como ruido a señales no deseadas de naturaleza aleatoria en un sistema electrónico por mecanismos naturales provenientes de la física del dispositivo. La Figura 1-1 muestra una forma de onda típica de ruido  $I(t)$  que resulta de una medición de corriente y que está superpuesta a un valor promedio  $\bar{I}$ .



**Figura 1-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Forma de onda de ruido.

**Fuente:** (Haartman y Östling 2007b, p. 1.1)

Los problemas causados por el ruido eléctrico son evidentes en la etapa de salida de un sistema eléctrico, pero las fuentes de ruido son exclusivas de las etapas de bajo nivel de señal del sistema, por ejemplo, la "nieve" observada en la pantalla de un receptor de televisión es el resultado del ruido generado internamente en las primeras etapas de amplificación de la señal. En sistemas de medición, el ruido juega un rol importante. El límite de resolución de un sensor a menudo está determinado por el ruido. El rango dinámico de un sistema está determinado por el ruido (Bentley 2005a, p. 6; Bucci 2017a, p. 5.1). El nivel de señal más alto posible de procesar está limitado por las características del sistema, pero el nivel detectable más pequeño se establece por el ruido. Además, el ruido es un problema en los sistemas digitales, de control y de computación. Por ejemplo, la presencia de picos de ruido aleatorio dificulta el diseño de un circuito que dispara (cambia) a una amplitud de señal específica. Cuando la señal está mezclada con ruido de amplitud variable, los picos de ruido pueden hacer que un transistor se dispare falsamente (Umetani, Yagyū y Hiraki 2016, p. 1). Para reducir la probabilidad de activación falsa, es necesaria la reducción de ruido.

La teoría acerca del estudio del ruido tiene la reputación de ser bastante complicada. Entre algunos hechos que respaldan esta afirmación se puede citar, según (Vasilescu 2005c, p. 2.1), que para comprender la física del ruido así como su modelado y su cálculo se necesita información de varios campos como teoría de señales, teoría de circuitos, mecánica cuántica, propagación de ondas, probabilidad y el análisis estadístico. De hecho, los fenómenos que son pertinentes a la generación de ruido se investigan generalmente con métodos estadísticos y/o conceptos termodinámicos. Para describir procesos aleatorios, se usan los conceptos de probabilidad, promedio y correlación. Luego, se debe

tener en cuenta que los circuitos procesan el ruido exactamente como cualquier señal útil; por lo tanto, se utiliza la teoría de series de Fourier y los espectros de potencia o energía, así como el concepto de función de transferencia.

## **1.2 Herramientas Estadísticas para el Estudio del Ruido Electrónico**

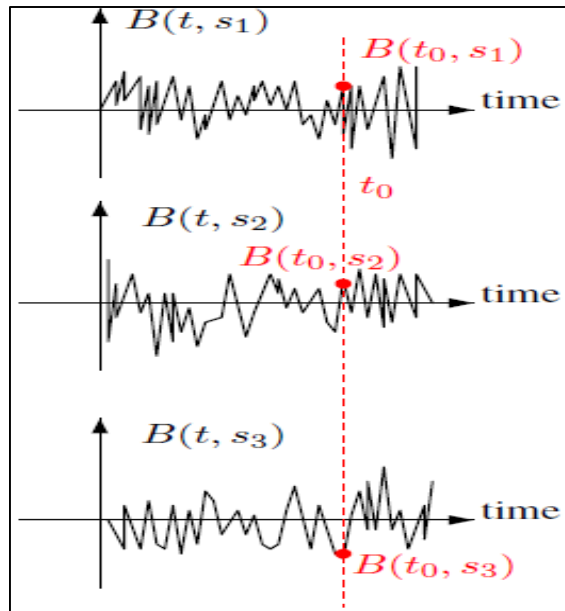
El ruido es una señal totalmente aleatoria, es decir, su valor instantáneo no puede ser predicho. Consiste en componentes de frecuencia aleatorios tanto en amplitud como en fase. Aunque el valor RMS a largo plazo se puede medir, la amplitud exacta en cualquier momento no se puede predecir. No obstante, es posible predecir la aleatoriedad del ruido tratándolo desde el enfoque de la teoría de la probabilidad, es decir, como un proceso estocástico.

### **1.2.1 Variables Aleatorias y Procesos Estocásticos**

En los circuitos eléctricos, las fluctuaciones de tensión y corriente se describen mediante variables aleatorias dada la naturaleza aleatoria del movimiento de los portadores de carga (Howard 2016c, p. 2-6). Por definición, una variable aleatoria es una regla que asigna valores numéricos a los resultados de un experimento aleatorio (Couch 2008f, p. 669). Cabe recalcar que, desde el punto de vista de las matemáticas clásicas, el concepto de variable aleatoria es, de hecho, una función. Sin embargo, si en lugar de asignar valores numéricos se asignan funciones dependientes del tiempo, estas fluctuaciones de cantidades eléctricas se pueden representar mediante un proceso aleatorio o proceso estocástico, siendo esto un conjunto indexado de variables aleatorias, según se explica en (Couch 2008d, p. 397-399).

Una señal de ruido electrónico se puede representar mediante un proceso estocástico, que es un modelo probabilístico de un conjunto de formas de onda, tal como en la Figura 2-1. Las tres formas de onda mostradas en la Figura 2-1 son el resultado de tres mediciones de una misma fuente de ruido. Por supuesto, debido a que se trata de un proceso aleatorio, las tres mediciones producirán tres resultados distintos, indicados en la figura como  $s_1$ ,  $s_2$  y  $s_3$ . A pesar de que su valor instantáneo no puede ser predicho, es posible definir un cierto número de parámetros estadísticos que puedan mostrar información acerca del comportamiento de dicha señal. Por ejemplo, si se considera un instante de tiempo  $t = t_0$  medido con respecto al instante de tiempo en el cual se empezó a hacer la medición de cada una de las secuencias, se obtienen tres muestras diferentes ( $B(t_0, s_1)$ ,  $B(t_0, s_2)$  y  $B(t_0, s_3)$  en la Figura 2-1) para las tres veces que se repite la medición. Los parámetros que se definen en las siguientes secciones permiten obtener información acerca del comportamiento del proceso estocástico como: la probabilidad de que, si se repite la medición una cuarta vez, el resultado del valor

en el instante  $t_0$  esté dentro de un intervalo dado; la distribución del contenido de la señal en cada una de las frecuencias que la componen.

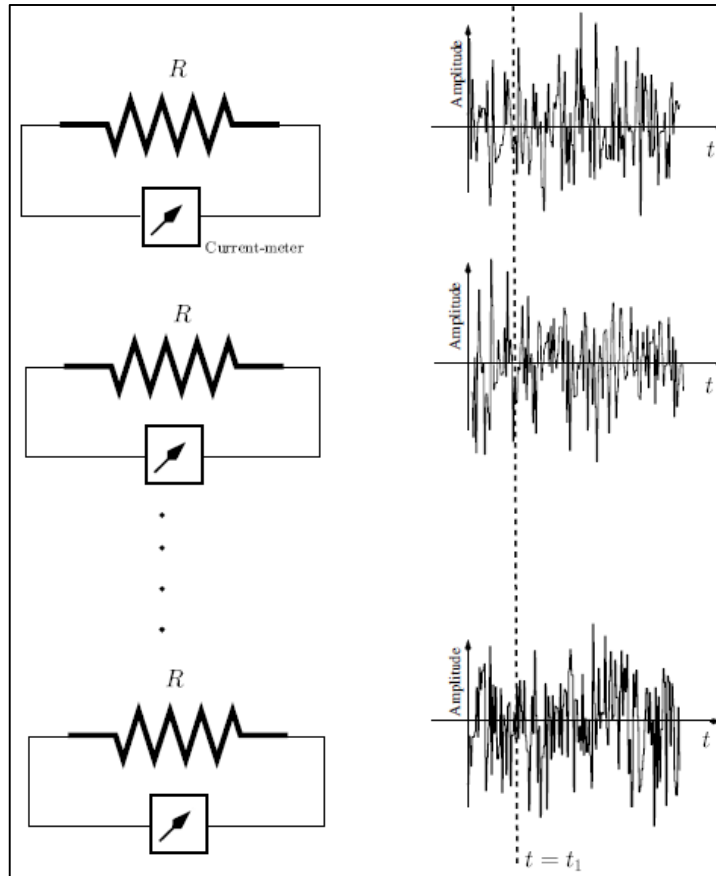


**Figura 2-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Tres diferentes muestras estadísticas para un proceso estocástico  $B(t)$ .

Fuente: (Bucci 2017c, p. 5.1)

### 1.2.2 Función de Densidad de Probabilidad

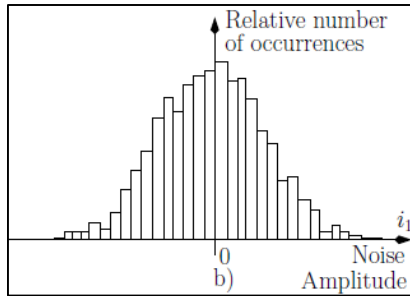
Para comprender algunas de las propiedades estadísticas del ruido, considérese el experimento mostrado en la Figura 3-1 en el que la corriente que pasa a través de  $N$  resistencias idénticas se mide de una manera “muy precisa”. Las resistencias no tienen voltaje aplicado a sus terminales. De acuerdo con la ley de Ohm, no se espera ningún flujo de corriente. De hecho, aunque la corriente promedio (neta) es cero, hay un movimiento aleatorio de cargas electrónicas libres en las resistencias, como se ilustra en la Figura 3-1. Tal movimiento aleatorio produce un ruido denominado "ruido de corriente".



**Figura 3-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Corriente medida en  $N$  resistencias.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005d, p. 8.1)

Si se toma un instante de tiempo  $t = t_1$  y se registran las  $N$  mediciones tomadas, se puede construir un histograma que indique la posibilidad o la probabilidad de que la corriente medida esté en un cierto intervalo de amplitud. El histograma se construye dividiendo la amplitud de la corriente medida en intervalos y trazando el número de amplitudes medidas en cada intervalo con respecto al número total de mediciones,  $N$ , como se muestra en la Figura 4-1. Nótese que la amplitud de la corriente medida en un instante de tiempo  $t_1$  es una variable aleatoria. Las variables aleatorias se denotan con letras mayúsculas mientras que sus resultados (i. e. valores) se denotan con letras minúsculas, así, la variable aleatoria asociada a la corriente en un instante de tiempo  $t_1$  será denotada por  $I_1$  y el valor de la variable aleatoria  $I_1$  será denotado por  $i_1$  (i. e. la amplitud de la corriente en el instante  $t = t_1$ ), como muestra la Figura 4-1.

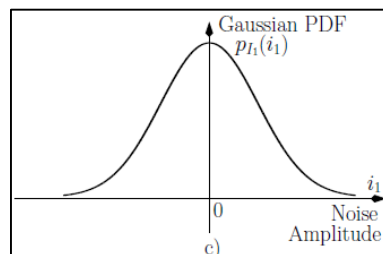


**Figura 4-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Histograma del ruido asociado a la corriente.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005c, p. 8.2 b)

Del histograma de la Figura 4-1 se puede obtener la siguiente información: el promedio de la amplitud de la corriente es cero, como se esperaba. Además, es más común medir valores cercanos a cero que amplitudes lejanas de este valor promedio.

Si se aumenta el número de mediciones y se disminuye la amplitud de cada intervalo se obtiene una aproximación más exacta de la probabilidad de que la corriente en  $t = t_1$  esté en un intervalo dado. Si el número de mediciones tiende a infinito y la amplitud de cada intervalo tiende a cero entonces el histograma discreto de la Figura 4-1 se aproxima a la función continua mostrada en la Figura 5-1. Esta función continua recibe el nombre de Función de Densidad de Probabilidad (PDF por sus siglas en inglés) y dado que la variable física medida en la Figura 2-1 es intensidad de corriente, la PDF tiene unidades de  $A^{-1}$  (Bucci 2017c, p. 5.2.2). En particular, la PDF mostrada en la Figura 5-1 es una PDF Gaussiana. La mayoría de tipos de ruido tienen una distribución gaussiana o normal de amplitudes instantáneas con el tiempo (Bennett 1960, p. 3; Howard 2003a, p. 259-264).



**Figura 5-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto

que desea que aparezca aquí.:  
Función de densidad de  
probabilidad Gaussiana.

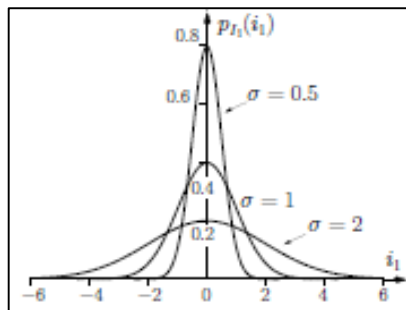
**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005d, p. 8.2 c)

La PDF Gaussiana está descrita por la Ecuación 1-1:

**Ecuación 1-1:** Definición de la Función de Probabilidad Gaussiana.

$$p_{I_1}(i_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(i_1-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

Donde  $\mu$  es la media o valor promedio de la distribución,  $\sigma$  es la desviación estándar e indica información acerca de la aleatoriedad de la variable aleatoria; entre más grande sea el valor de  $\sigma$  es más común encontrar variables aleatorias lejos de la media  $\mu$ , tal y como se puede apreciar en la Figura 6-1 donde se muestra la PDF Gaussiana con  $\mu = 0$  y con  $\sigma = 0.5$ ,  $\sigma = 1$  y  $\sigma = 2$ . Claramente al aumentar el valor de  $\sigma$  la PDF se hace más ancha. Generalmente la PDF está normalizada, de modo que  $\int_{-\infty}^{\infty} p_{I_1}(i_1) di_1 = 1$ .



**Figura 6-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: PDF Gaussiana con distintos valores de  $\sigma$ .

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005d, p. 8.3)

En otras palabras, conforme  $\sigma$  incrementa, resultando en una PDF más ancha, la amplitud máxima de la PDF disminuye para mantener un área constante e igual a 1. De la misma manera, si  $\sigma$  disminuye la PDF se hace más angosta, aumentando su densidad alrededor del valor medio  $\mu$ . Cuando  $\sigma$  tiende a cero la PDF tiende a la función delta de Dirac centrada en la media  $\mu$ , de modo que:



$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(i_1 - \mu)^2}{2\sigma^2}} = \delta(i_1 - \mu)$$

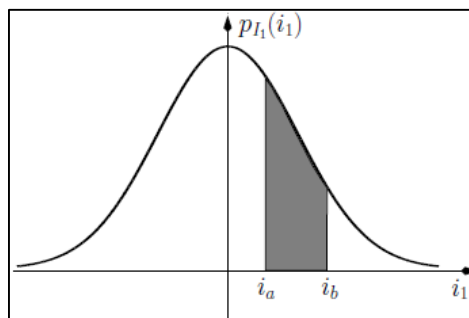
Por tanto, la PDF de un evento completamente determinístico (i. e. no aleatorio) es la función delta de Dirac ubicada en el valor medio y con área igual a 1. De este modo, si no existieran fluctuaciones con la corriente medida en el instante  $t = t_1$  (véase la Figura 3-1) la PDF sería la función delta de Dirac centrada en cero.

La PDF se usa para determinar la probabilidad de que la variable aleatoria  $I_1$  produzca un resultado  $i_1$  que se encuentre en un intervalo dado. Al integrar la PDF en el intervalo de interés se calcula dicha probabilidad (Vasilescu 2005b, p. 25), como indica la Ecuación 2-1, en el cálculo de la probabilidad de  $I_1$  de tomar valores que estén en el intervalo  $[i_a, i_b]$  siendo  $i_a < i_b$ .

**Ecuación 2-1:** Cálculo de la probabilidad a partir de la Función de Distribución de Probabilidad.

$$P[i_a < I_1 < i_b] = \int_{i_a}^{i_b} p_{I_1}(i_1) di_1$$

La interpretación de la Ecuación 2-1 se muestra en la Figura 7-1 y corresponde al cálculo del área bajo  $p_{I_1}(i_1)$  entre los valores  $i_a$  e  $i_b$ . El cálculo de la probabilidad cuando la PDF es Gaussiana no puede efectuarse de manera directa puesto que no existe una primitiva para la función que la define, i. e. no puede integrarse analíticamente, requiriéndose para ello el uso de métodos numéricos.



**Figura 7-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que

aparezca aquí.: Cálculo de probabilidad como el cálculo de un área.

Fuente: (Moura y Darwazeh 2005d, p. 8.4)

### 1.2.2.1 Otras Distribuciones de Probabilidad

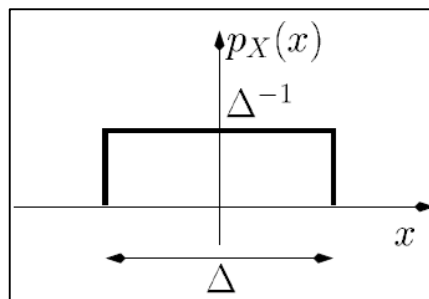
Existe una amplia variedad de PDFs para describir diversos fenómenos de naturaleza aleatoria, algunas de las más comunes usadas en electrónica, estadística y comunicaciones se encuentran descritas en (Couch 2008c, p. 679-687). De acuerdo con (Bucci 2017b; Moura y Darwazeh 2005d, p. 284), las PDFs que describen algunos tipos de ruido electrónico, además de la Gaussiana, son la uniforme y la de Poisson.

La distribución de probabilidad uniforme está descrita por la Ecuación 3-1

**Ecuación 3-1:** Función de Densidad de Probabilidad para una Distribución Uniforme.

$$p_X(x) = \frac{1}{\Delta} \text{rect}\left(\frac{x-\mu}{\Delta}\right) ; \text{rect}\left(\frac{x-\mu}{\Delta}\right) = \begin{cases} 1, & |x-\mu| < \frac{\Delta}{2} \\ 0, & |x-\mu| > \frac{\Delta}{2} \end{cases}$$

Donde  $\mu$  es el valor medio y  $\text{rect}(\cdot)$  es la función rectangular. La Figura 8-1 ilustra una PDF uniforme con media cero y rango  $\Delta$ . Nótese que, a diferencia con la PDF Gaussiana con colas infinitas, la PDF uniforme tiene un rango de finitas ocurrencias para la variable aleatoria. Nótese que en la Figura 8-1 el área de  $p_X(x)$  es igual a 1.



**Figura 8-**Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Ejemplo de Función

de Densidad de Probabilidad Uniforme.

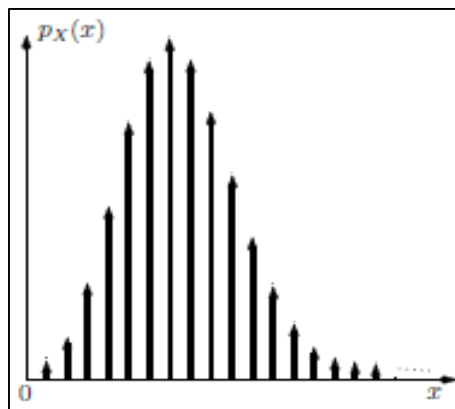
Fuente: (Moura y Darwazeh 2005d, p. 8.5)

La distribución de probabilidad de Poisson difiere sustancialmente de la Gaussiana y uniforme dado que es caracterizada para variables aleatorias discretas. Particularmente es usada en el estudio de ruido electrónico para caracterizar el ruido de conmutación (Bucci 2017b, p. 133-134; Howard 2016c, p. 249-251) que es discutido en la sección 1.3. Las distribuciones de probabilidad discretas son caracterizadas de mejor manera usando funciones de frecuencia de probabilidad. Sin embargo, usando la función delta de Dirac se puede describir las distribuciones discretas usando funciones de distribución de probabilidad. Una distribución de Poisson se puede describir como indica la Ecuación 4-1

**Ecuación 4-1:** Función de Densidad de Probabilidad para una Distribución de Poisson.

$$p_x(x) = e^{-\mu} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\mu^k}{k!} \delta(x - k)$$

Donde  $\mu$  es la media de la distribución. Un ejemplo de distribución de Poisson se muestra en la Figura 9-1.



**Figura 9-1:** Ejemplo de Distribución de Probabilidad de Poisson.

### 1.2.3 Momentos de una Variable Aleatoria

Los momentos de una variable aleatoria son, en esencia, promedios ponderados de todos los resultados posibles de la variable aleatoria con la ponderación dada por la probabilidad del resultado (Howard 2016b, p. 166). Estos momentos proporcionan información valiosa sobre la variable aleatoria dado que permiten definir de manera precisa varios parámetros estadísticos de una variable aleatoria. Matemáticamente, el momento de orden  $n$  de una variable aleatoria  $X$  se define en la Ecuación 5-1

**Ecuación 5-1:** Definición del Momento de orden  $n$  para una Variable Aleatoria Continua.

$$E[X^n] = \int_{-\infty}^{\infty} x^n p_X(x) dx$$

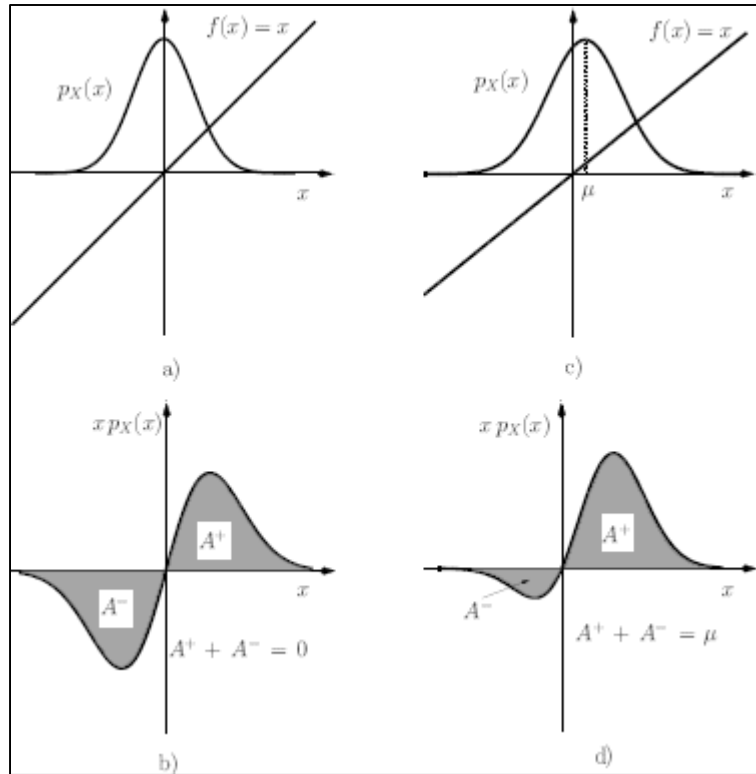
Donde el operador  $E[\cdot]$  se denomina operador “esperanza” o “promedio”.

De interés particular son los momentos de orden 1 y 2. El momento de primer orden representa el valor medio o la media de la variable aleatoria y se define en la Ecuación 6-1:

**Ecuación 6-1:** Definición del Valor Medio para una Variable Aleatoria Continua.

$$\mu = E[X] = \int_{-\infty}^{\infty} x p_X(x) dx$$

La Figura 10-1 muestra la interpretación de la Ecuación 6-1, en a) se muestra una PDF Gaussiana con media igual a cero junto con la función lineal  $f(x) = x$ , en b) se muestra el producto de  $x$  por  $p_X(x)$ . Se puede observar en esta situación que el área positiva  $A^+$  y el área negativa  $A^-$  son iguales, por tanto, la integral en la Ecuación 6-1 para este caso es igual a cero, como se esperaba. En c) se muestra una PDF Gaussiana con media distinta de cero junto con la función lineal  $f(x) = x$ , en d) se representa el producto de  $x$  por  $p_X(x)$  para este caso. Para este caso se puede apreciar que el área positiva  $A^+$  es mayor que el área negativa  $A^-$ , y la suma de ambas es igual a  $\mu$ .



**Figura 10-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Interpretación del cálculo de la media de una variable aleatoria.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005d, p. 8.7)

El momento de orden 2 se denomina media cuadrada de la variable aleatoria y se define en la Ecuación 7-1.

**Ecuación 7-1:** Definición del Momento de la Media Cuadrada para una Variable Aleatoria Continua.

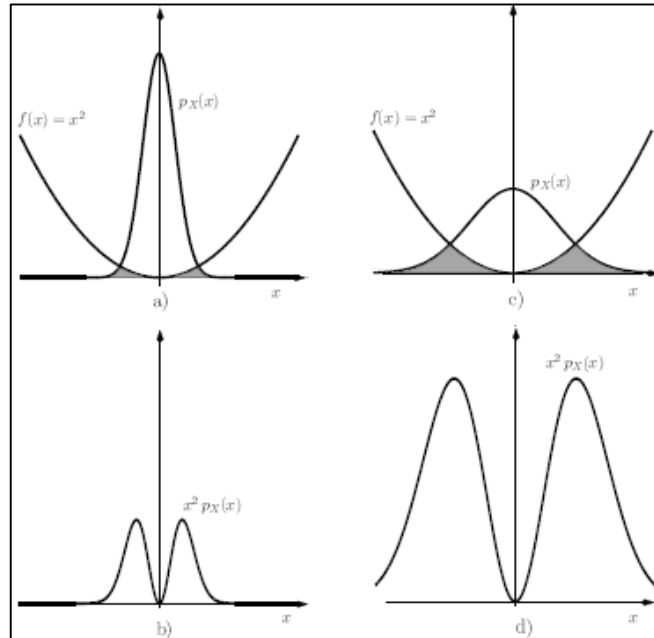
$$E[X^2] = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p_X(x) dx$$

El valor de la media cuadrada puede ser expresado como  $E[X^2] = \mu^2 + \sigma^2$ , donde  $\sigma^2$  es la varianza de la variable aleatoria y también se conoce como segundo momento centrado de la variable aleatoria y puede ser calculado como indica la Ecuación 8-1.

**Ecuación 8-1:** Cálculo de la Varianza a partir del Momento de Segundo Orden de una Variable Aleatoria.

$$\sigma^2 = E[(X - \mu)^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (x - \mu)^2 p_X(x) dx$$

Si la media de la PDF es cero, el momento de segundo orden se corresponde con la varianza, i. e.  $E[X^2] = \sigma^2$ . La Figura 11-1 ilustra la operación de integración mostrada en la Ecuación 8-1 para dos distribuciones con media igual a cero, pero con distintos valores de varianza. En a) se muestra una PDF Gaussiana con media igual a cero junto con la función cuadrática  $f(x) = x^2$ . El papel de  $x^2$  es el de atenuar la importancia de los valores cercanos a la media mientras aumenta la ponderación de los valores que se encuentran más lejos de la media. Por tanto, el cálculo de la suma de áreas de dicho producto brinda información acerca de qué tan ancha (o dispersa) es la PDF y ese resultado se denomina varianza. En c) se muestra una PDF Gaussiana con media cero y con una varianza mayor junto con la función  $f(x) = x^2$ . Puede determinarse, de manera cualitativa, que la suma de áreas del producto entre la PDF y  $f(x) = x^2$  para este caso es mayor, lo que también se indica en d).



**Figura 11-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Interpretación del cálculo de la varianza de una variable aleatoria.

Fuente: (Moura y Darwazeh 2005d, p. 8.8)

### 1.2.3.1 Momentos Multivariantes

Los momentos anteriormente citados también pueden calcularse para un conjunto de variables aleatorias, por ejemplo, para funciones de variables aleatorias. En este documento se considerarán el caso de producto y de suma de  $N$  variables aleatorias  $X_1, X_2, \dots, X_N$ . Si estas variables aleatorias son estadísticamente independientes, i. e. no tienen relación alguna entre sí, como las diferentes fuentes de ruido que pueden surgir de un circuito electrónico, el momento de orden  $r$  del producto de  $N$  variables aleatorias es igual al producto de los valores de los momentos individuales, como se indica en la Ecuación 9-1.

**Ecuación 9-**Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Momento de orden  $r$  del producto de  $N$  variables aleatorias independientes.

$$E[X_1^r X_2^r \dots X_N^r] = E[X_1^r] E[X_2^r] \dots E[X_N^r]$$

Donde  $r$  es un número entero. De esa manera, el promedio ( $r = 1$ ) del producto de  $N$  variables aleatorias es igual al producto de los promedios de cada variable aleatoria, si las variables aleatorias son estadísticamente independientes. En el caso de la suma de  $N$  variables aleatorias, su momento de orden  $r$  es igual a la suma de los momentos de orden  $r$  de cada una de las variables aleatorias, tal y como indica la Ecuación 10-1, pero sin importar si las variables aleatorias son estadísticamente independientes o no.

**Ecuación 10-**Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Momento de orden  $r$  de la suma de  $N$  variables aleatorias.

$$E[X_1^r + X_2^r + \dots + X_N^r] = E[X_1^r] + E[X_2^r] + \dots + E[X_N^r]$$

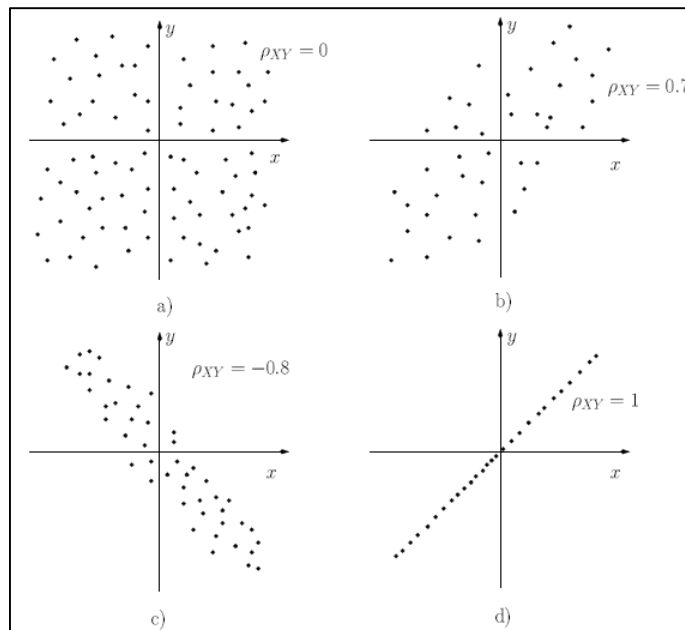
### 1.2.3.2 Covarianza

Considérese ahora la PDF resultante de la unión de dos variables aleatorias Gaussianas,  $X$  y  $Y$ , que son estadísticamente dependientes. La interdependencia de  $X$  y  $Y$  se mide mediante la covarianza, que es un concepto generalizado de la varianza (Fish 1993b) y se define como muestra la Ecuación 11-1.

**Ecuación 11-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Definición de covariancia.

$$\rho_{XY} = \frac{1}{\sigma_X \sigma_Y} E[(X - \mu_X)(Y - \mu_Y)]$$

Donde  $\mu_X$  y  $\sigma_X^2$  son la media y la varianza de  $X$ , respectivamente, y  $\mu_Y$  y  $\sigma_Y^2$  son la media y la varianza de  $Y$ , respectivamente. Si las dos variables aleatorias son estadísticamente independientes entonces  $\rho_{XY} = 0$ . Si las dos variables aleatorias están completamente correlacionadas, entonces  $\rho_{XY} = \pm 1$  (en el caso de una dependencia lineal). La Figura 12-1 ilustra los resultados de una variable aleatoria  $Y$  comparados con los resultados de una variable aleatoria  $X$  para  $\rho_{XY} = 0$ ,  $\rho_{XY} = 0.7$ ,  $\rho_{XY} = -0.8$ ,  $\rho_{XY} = 1$ . Cuando las dos variables aleatorias no están relacionadas entonces  $\rho_{XY} = 0$ , se puede apreciar en la Figura 12-1 a) que los resultados de  $Y$  no guardan ninguna relación con los resultados de  $X$ . Sin embargo, conforme  $|\rho_{XY}|$  aumenta se puede ver que la relación entre los resultados de  $Y$  y  $X$  se vuelven más interdependientes y empiezan a mostrar cierta relación (Figura b) y c)) hasta el caso extremo donde  $|\rho_{XY}| = 1$  (Figura 12-1 d)) donde claramente los resultados de  $Y$  y  $X$  guardan una relación lineal.



**Figura 12-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que



aparezca aquí.: Interpretación de la correlación entre dos variables aleatorias.

Fuente: (Moura y Darwazeh 2005d, p. 8.10)

#### 1.2.4 *Procesos Estocásticos*

Considérese nuevamente el experimento en el que se mide la intensidad de corriente en N resistencias de la Figura 3-1. Cada una de las formas de ondas mostradas en la figura se denomina una forma de onda de muestra o una función de muestra. En las secciones anteriores se consideró un instante fijo de tiempo  $t_1$  para el cual se consideró una variable aleatoria  $I_1$ . Si se considera un instante de tiempo distinto, por ejemplo,  $t = t_2$ , se tiene entonces otra variable aleatoria  $I_2$ . Por tanto, un proceso estocástico puede ser visto como una familia de variables aleatorias consideradas en diferentes instantes de tiempo (Couch 2008d, p. 397-399). Una explicación más detallada de este concepto se encuentra en (Howard 2016b, p. 219-233). Al ser un proceso estocástico una extensión del concepto de variable aleatoria, de la misma manera se pueden definir un conjunto de parámetros para describir su comportamiento.

#### 1.2.5 *Promedios o Momentos Conjuntos*

La agrupación de todas las formas de onda de muestra de un proceso estocástico (véase la Figura 3-1) se denomina conjunto. Si la PDF de la corriente de ruido para cualquier instante de tiempo  $t$  es representado por  $p_I(i(t))$  entonces el valor medio para  $i(t)$  puede expresarse como indica la Ecuación 12-1.

**Ecuación 12-**Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Promedio conjunto de un proceso estocástico.

$$E[I(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} i(t)p_I(i(t))di(t)$$

El significado es el mismo que se explicó anteriormente en el contexto de las variables aleatorias. La principal diferencia con el anterior enfoque es que en el caso de los procesos estocásticos el valor de  $E[I(t)]$  puede ser dependiente del tiempo.

Otro promedio conjunto de interés es la función de autocorrelación es una medida de la relación o dependencia entre dos variables aleatorias  $I_1$  e  $I_2$ , consideradas en instantes de tiempo  $t_1$  y  $t_2$ , respectivamente. La función de autocorrelación se define como indica la Ecuación 13-1.

**Ecuación 13-**Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Definición de la función de autocorrelación.

$$R_i(t_1, t_2) = E[I(t_1)I(t_2)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} i_1 i_2 p_{I_1 I_2}(i_1 i_2) di_1 di_2$$

Donde la dependencia de  $I_1$  e  $I_2$  de la variable tiempo ha sido omitida para mayor simplicidad,  $p_{I_1 I_2}(i_1 i_2)$  es la distribución de probabilidad conjunta de las variables aleatorias  $I_1$  e  $I_2$  en los instantes de tiempo  $t = t_1$  y  $t = t_2$ , respectivamente. La autocorrelación también puede ser vista como una medida del parecido entre dos variables aleatorias pertenecientes a un mismo proceso estocástico (Cooper y McGillem 1998a, p. 211-213).

Por supuesto, como se mencionó en la sección 1.2.3.1, si  $I_1$  e  $I_2$  son estadísticamente independientes, entonces  $R_i(t_1, t_2) = E[I(t_1)I(t_2)] = E[I(t_1)]E[I(t_2)]$ . Por otra parte, si se considera el mismo instante de tiempo  $t$ , entonces  $R_i(t, t) = E[I(t)^2]$ , lo cual corresponde a la definición de valor medio cuadrático de  $I(t)$  como función del tiempo. Si  $I_1$  e  $I_2$  son variables aleatorias de media igual a cero, entonces, de acuerdo con la Ecuación 13-1,  $R_i(t_1, t_2) = E[I(t_1)I(t_2)] = \sigma_{I_1} \sigma_{I_2} \rho_{I_1 I_2}$ , donde  $\rho_{I_1 I_2}$  es la covarianza entre  $I_1$  e  $I_2$ .

### 1.2.6 *Procesos Estocásticos Estacionarios*

Un proceso estocástico es estacionario es un proceso estocástico en el cual los parámetros (i. e. sus promedios estadísticos) conservan los mismos valores sin importar el instante de tiempo de observación (Couch 2008d, p. 399-401), i. e. los parámetros son invariantes en el tiempo. Un caso particular de estacionalidad se denomina “estacionalidad en sentido amplio” donde la invarianza en el tiempo se cumple para la media y para la autocorrelación (Couch 2008d, p. 403), esto es:

- La media es constante para todos los tiempos:  $E[I(t)] = \mu$ .
- La función de autocorrelación solo depende de la diferencia de tiempo  $t_2 - t_1$  (Cooper y McGillem 1998a, p. 211-213) y no de los valores absolutos de  $t_2$  y  $t_1$ , i. e.:  $R_i(t_1, t_2) = R_i(t_2 - t_1) =$

$R_i(\tau); \tau = t_2 - t_1$ . Si  $\tau = 0$  entonces  $R_i(\tau) = E[I(t)^2]$ , lo cual implica que la varianza y el valor medio cuadrático del proceso estocástico son constantes.

### 1.2.7 *Procesos Estocásticos Ergódicos*

La Ergodicidad es una propiedad en la cual los parámetros estadísticos sobre un largo periodo de tiempo para cualquier función de muestra de un proceso estocástico coinciden con los parámetros estadísticos de todo el conjunto (i. e. todo el proceso estocástico) en cualquier instante de tiempo (Vasilescu 2005c, p. 26). Por ejemplo, considérese el cálculo del valor medio del proceso estocástico de la Figura 3-1 donde se mide la corriente de ruido de N resistencias. El valor medio para el proceso estocástico puede calcularse como se indicó en la Ecuación 13-1, o puede considerarse la k-ésima función de muestra y calcular su media a lo largo del tiempo, como indica la Ecuación 14-1.

**Ecuación 14-**Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Definición de promedio temporal.

$$\overline{i_k(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} i_k(t) dt$$

De manera similar, se puede calcular la autocorrelación a lo largo del tiempo de la k-ésima función de muestra mediante la Ecuación 15-1.

**Ecuación 15-**Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Definición de autocorrelación temporal.

$$\overline{i_k(t)i_k(t + \tau)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} i_k(t)i_k(t + \tau) dt$$

Si los valores de  $\overline{i_k(t)i_k(t + \tau)}$  y de  $\overline{i_k(t)}$  coinciden con sus correspondientes promedios conjuntos, se dice que el proceso estocástico es ergódico. Por tanto, para un proceso ergódico se puede afirmar que:

- $\overline{i_k(t)} = E[I(t)]$
- $\overline{i_k^2(t)} = E[I^2(t)]$

- $\overline{i_k(t)i_k(t + \tau)} = E[I(t)I(t + \tau)]$

de modo que la Ergodicidad implica que una sola función de muestra es representativa para todo el proceso estocástico.

En el contexto de las señales aleatorias ergódicas o ruido se puede afirmar lo siguiente (Couch 2008d, p. 401):

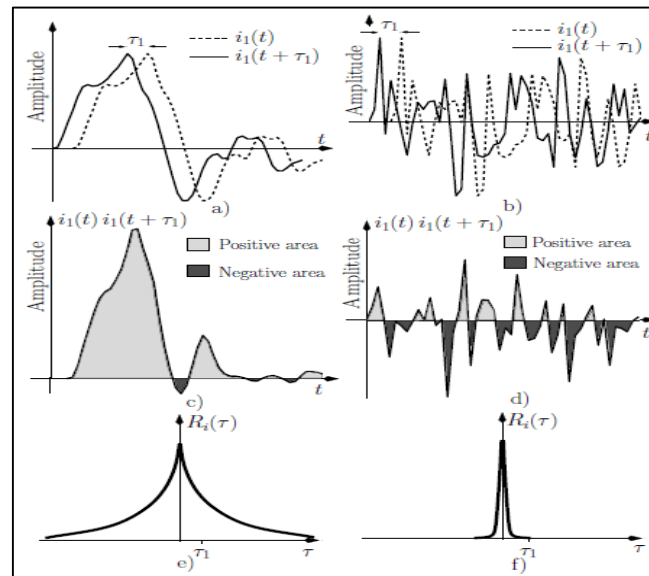
- La media del proceso,  $\mu_i$ , representa el valor de corriente continua (DC)  $\overline{i_k(t)}$
- El valor del cuadrado de la media,  $\mu_i^2$ , representa el valor de potencia normalizada de la componente DC  $\overline{i_k(t)}^2$
- La varianza del proceso,  $\sigma_i^2$ , representa la potencia promedio asociada con las componentes de corriente alterna (AC), i. e., representa la potencia promedio asociada con el componente dependiente del tiempo del proceso
- La media cuadrática,  $E[I^2(t)]$ , representa la potencia promedio total  $\overline{i_k^2(t)}$
- La desviación estándar,  $\sigma_i$ , representa el valor de la raíz media cuadrática (RMS) de la componente dependiente del tiempo del proceso.

### 1.2.8 *Espectro de Potencia*

La función de autocorrelación puede brindar información, al menos de manera cualitativa, acerca del ancho de banda de un proceso aleatorio. La función de autocorrelación representa una medida de la rapidez con la que una señal aleatoria cambia con el tiempo (Cooper y McGillem 1998a, p. 209; Fish 1993a) y dicha rapidez de cambio está relacionada con el ancho de banda de la señal (Moura y Darwazeh 2005a, p. 73-75). Lo anterior se ilustra en la Figura 13-1, donde en y en b) se muestran las funciones de muestra para un proceso con una lenta rapidez de cambio y una rápida variación de cambio, respectivamente. Puede apreciarse en c) que el porcentaje de área positiva es mayor que el porcentaje de área negativa de  $i(t)i(t + \tau_1)$ , por tanto, el área total  $R_i(\tau_1)$  es distinta de cero, lo que indica una correlación fuerte entre  $i(t)$  e  $i(t + \tau_1)$ . Por otra parte, en d) se observa que los porcentajes de áreas positiva y negativa son aproximadamente iguales y, por tanto, el área total  $R_i(\tau)$  tiende a cero indicando que no existe correlación entre  $i(t)$  e  $i(t + \tau_1)$ .

Además de lo anteriormente expuesto, en la Figura 13-1 puede observarse que la existencia de la función de autocorrelación para una diferencia de tiempo  $\tau_1$  depende de la rapidez de cambio de la

señal. En e) y en f) se observan las funciones de autocorrelación para un proceso aleatorio con variación lenta y rápida, respectivamente, como funciones del atraso de tiempo  $\tau$ . Observando e) se aprecia que la señal de variación lenta, baja frecuencia y bajo ancho de banda exhibe una correlación alta para valores de  $\tau$  mayores que  $\tau_1$ . Sin embargo, en f) se observa que la señal de variación rápida y alto ancho de banda muestra una correlación significativa para valores de  $\tau$  cercanos a cero.



**Figura 13-** Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Relación entre el ancho de banda de una señal aleatoria y su función de autocorrelación.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005d, p. 8.11)

La relación existente entre la autocorrelación y el ancho de banda anteriormente puede cuantificarse mediante la transformada de Fourier de la función de autocorrelación, lo que se denomina Densidad Espectral de Potencia (PSD). La definición de la PSD a partir de la transformada de Fourier de la función de autocorrelación se indica en la Ecuación 17-1<sup>1</sup> y aplica para el caso de procesos estocásticos estacionarios. La Ecuación 16-1 se denomina teorema de Wiener-Kinchine y su demostración se muestra en (Cooper y McGillem 1998c; Couch 2008a, p. 408-411; Howard 2016a, p. 136-137).

<sup>1</sup> Este es un enfoque alternativo para definir la PSD. El enfoque directo es a partir del análisis de Fourier, no obstante, ambos enfoques son equivalentes, como se expone en (Howard 2003b).

**Ecuación 16-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Teorema de Wiener-Kinchine.

$$S_{ii^*}(f) = \mathcal{F}\{R_i(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} R_i(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

En la Ecuación 16-1  $S_{ii^*}(f)$  es la PSD. Para un proceso estocástico ergódico, la función de autocorrelación puede calcularse como indica la Ecuación 16-1, de modo que:

$$S_{ii^*}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_i(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i_k(t) i_k(t + \tau) dt e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

Considerando que para la función de muestra  $i_k(t)$  exista una transformada de Fourier<sup>2</sup>  $\mathbf{i}_k(f) = \int_{-\infty}^{\infty} i_k(t) e^{-j2\pi ft} dt$ , la ecuación anterior puede escribirse como:

$$S_{ii^*}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i_k(t) dt \int_{-\infty}^{\infty} i_k(t + \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i_k(t) e^{+j2\pi ft} dt \mathbf{i}_k(f)$$

Sabiendo que  $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} i_k(t) e^{+j2\pi ft} dt = \mathbf{i}_k^*(f)$ , donde el superíndice \* indica conjugación compleja, se obtiene la Ecuación 17-1:

**Ecuación 17-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Definición de la Densidad Espectral de Potencia.

$$S_{ii^*}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{i}_k(f) \mathbf{i}_k^*(f)}{T} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|\mathbf{i}_k(f)|^2}{T} = \langle \mathbf{i} \mathbf{i}^* \rangle$$

Donde  $\langle \cdot \rangle$  es un operador que puede ser usado para hallar la PSD de un proceso estocástico ergódico. El resultado indicado en la Ecuación 18-1 es muy importante ya que es la base del análisis de ruido

---

<sup>2</sup> Las condiciones de existencia de la transformada de Fourier se indican en (Couch 2008g, p. 45)

electrónico. De hecho, la Ecuación 17-1 indica que si solo una función de muestra  $i_k(t)$  de un proceso estocástico ergódico es observada por un largo periodo de tiempo  $T$  entonces la PSD de dicho proceso estocástico puede ser estimada por la Ecuación 18-1

**Ecuación 18-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Estimación de la Densidad Espectral de Potencia para un proceso estocástico ergódico.

$$S_{ii^*}(f) = \langle ii^* \rangle \cong \frac{|i_k(f)|^2}{T}$$

Donde  $i_k(f)$  es la transformada de Fourier de  $i_k(t)$ . La potencia asociada con una señal aleatoria o ruido modelado como un proceso estocástico estacionario puede ser calculada a partir de la PSD (Couch 2008b; Howard 2003c, p. 62-63), como muestra la Ecuación 19-1. De acuerdo con (Bucci 2017c, p. 127-128), si la Ecuación 19-1 es aplicada a una señal de voltaje, entonces las unidades resultantes son  $V/\sqrt{\text{Hz}}$ , de modo similar, si es aplicada a una señal de corriente, las unidades resultantes son  $A/\sqrt{\text{Hz}}$ .

**Ecuación 19-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Cálculo de la potencia promedio a partir de la densidad espectral de potencia.

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} S_{ii^*}(f) df$$

### 1.2.9 Espectro de Potencia Cruzado

Frecuentemente existe la necesidad de obtener información acerca de las estadísticas conjuntas de dos procesos aleatorios  $u(t)$  y  $w(t)$ . Esta situación surge cuando se aplica más de una señal aleatoria a un sistema o cuando se desea comparar voltajes o corrientes aleatorias que se producen en diferentes puntos del sistema (Cooper y McGillem 1998a, p. 234-239). Para ello se define la función de correlación cruzada, que es una generalización de la función de autocorrelación (Howard 2016e, p. 420) e indica qué tanto están relacionados estos dos procesos estocásticos (Cooper y McGillem 1998a, p. 231) y su definición se muestra en la Ecuación 20-1.

**Ecuación 20-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Definición de la función de correlación cruzada.

$$R_{uw}(t_1, t_2) = E[u(t_1)w(t_2)]$$

Si los dos procesos no están relacionados, entonces  $R_{uw}(t_1, t_2) = E[u(t_1)]E[w(t_2)]$ , y si el valor medio de ambos procesos para todo instante de tiempo  $t$  es cero, entonces  $R_{uw}(t_1, t_2) = 0$ .

Si  $u(t)$  y  $w(t)$  son procesos ergódicos conjuntos de modo que  $R_{uw}(t_1, t_2) = R_{uw}(\tau)$  siendo  $\tau = t_1, t_2$  entonces se define la densidad espectral de potencia cruzada como la transformada de Fourier de la función de correlación cruzada (Fish 1993c):

$$S_{uw^*}(f) = \mathcal{F}\{R_{uw}(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} R_{uw}(\tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{u(t)w(t+\tau)}e^{-j2\pi f\tau} dt$$

Y usando los mismos resultados usados para definición de la Ecuación 18-1, se llega a la Ecuación 21-1

**Ecuación 21-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Definición de la Densidad Espectral de Potencia Cruzada

$$S_{uw^*}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{u}(f)\mathbf{w}^*(f)}{T} = \langle \mathbf{uw}^* \rangle$$

Donde, al igual que en la Ecuación 18-1,  $\langle \cdot \rangle$  es un operador que se usa para determina la densidad espectral de potencia cruzada de dos o más procesos estocásticos ergódicos conjuntos. Cabe recalcar que  $S_{uw^*}(f) = S_{u^*w}(f)$ , es decir,  $\langle \mathbf{uw}^* \rangle = (\langle \mathbf{uw}^* \rangle)^*$ . Si ambos procesos no están correlacionados y sus medias son iguales a cero, entonces  $\langle \mathbf{uw}^* \rangle = 0$ .

### 1.2.10 Señales Aleatorias Filtradas

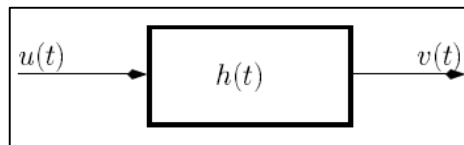


La señal de salida resultante de aplicar una señal de entrada a un sistema lineal, incluyendo una señal aleatoria, está dada por la operación de convolución (Couch 2008e, p. 79-80), que se muestra en la Ecuación 22-1.

**Ecuación 22-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Integral de convolución.

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \lambda)h(\lambda)d\lambda$$

Donde  $h(t)$  es la respuesta impulsional del sistema,  $v(t)$  es la salida del sistema y  $u(t)$  es la entrada. Este concepto se ilustra en la Figura 14-1.



**Figura 14-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Sistema lineal con respuesta impulsional  $h(t)$ .

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005b, p. 8.13)

Los parámetros estadísticos de  $v(t)$ , i. e. el valor esperado y la autocorrelación pueden ser calculados a partir de la Ecuación 23-1. El valor esperado o valor medio, bajo ciertas condiciones que se cumplen en casi todos los casos prácticos y que se describen en (Cooper y McGillem 1998d, p. 327), se calcula como indica la Ecuación 23-1. La función de autocorrelación, de acuerdo con (Couch 2008d, p. 422-423), se calcula como muestra la Ecuación 24-1.

**Ecuación 23-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Valor esperado de la salida de un sistema lineal con una señal de entrada aleatoria.

$$E[v(t)] = E \left[ \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \lambda) h(\lambda) d\lambda \right] = \int_{-\infty}^{\infty} E[u(t - \lambda)] h(\lambda) d\lambda$$

**Ecuación 24-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Función de autocorrelación de la salida de un sistema lineal con una señal de entrada aleatoria.

$$R_v(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_u(t_1 - \lambda_1, t_2 - \lambda_2) h(\lambda_1) h(\lambda_2) d\lambda_1 d\lambda_2$$

Si  $u(t)$  es estacionario entonces  $v(t)$  también es estacionario, por tanto, el valor esperado es independiente del tiempo y se calcula de la siguiente manera:

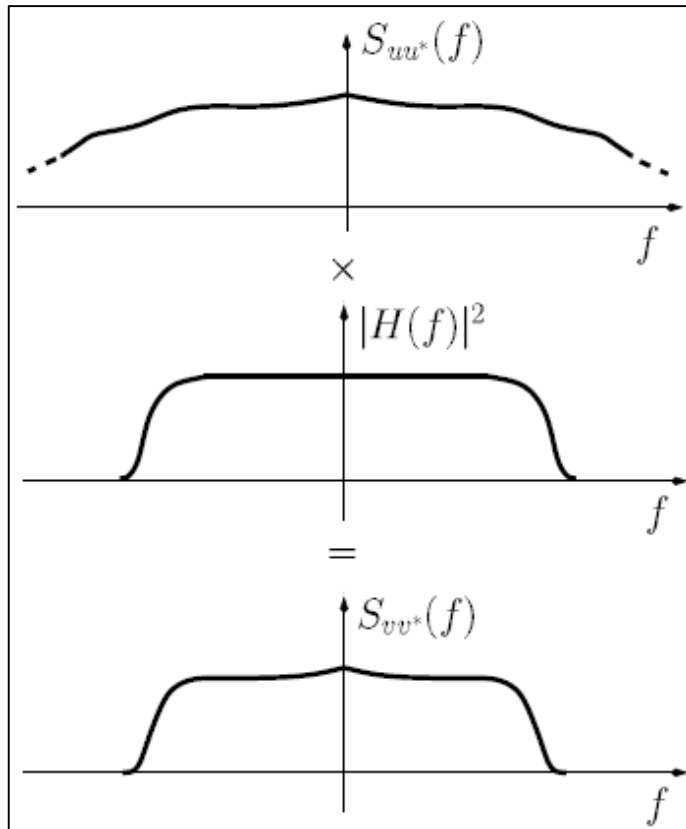
$$E[v(t)] = \mu_u \int_{-\infty}^{\infty} h(\lambda) d\lambda = \mu_u H(0)$$

Donde  $H(0)$  representa a la función de transferencia del sistema evaluada en la frecuencia cero (DC). Además, la función de autocorrelación de  $v(t)$ , de acuerdo con (Couch 2008d, p. 422-423), resulta en  $R_v(\tau) = R_u(\tau) * h(-\tau) * h(\tau)$ . La PSD de  $v(t)$  puede ser definida a partir de este último resultado a partir de su transformada de Fourier como se indica en la Ecuación 25-1.

**Ecuación 25-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de potencia de la salida de un sistema lineal con señal de entrada aleatoria.

$$S_{vv^*}(f) = \mathcal{F}\{R_v(\tau)\} = S_{uu^*}(f) |H(f)|^2$$

La Ecuación 25-1 indica que la función de transferencia del sistema  $H(f)$  determina la forma de la PSD de la salida  $S_{vv^*}(f)$ . Esto se ilustra en la Figura 15-1.



**Figura 15-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Relación entre la densidad espectral de entrada y la función de transferencia del sistema lineal.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005b, p. 8.14)

Considerando la Ecuación 20-1, la potencia promedio de la salida  $v(t)$  viene dada por la Ecuación 26-1.

**Ecuación 26-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Cálculo de la potencia promedio a partir de la densidad espectral de potencia.

$$E[v(t)^2] = R_v(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{ii^*}(f) |H(f)|^2 df$$

### 1.2.11 Ruido Blanco y Ancho de Banda de Ruido Equivalente

Diversos tipos de ruido electrónico que pueden ser modelados como procesos estocásticos presentan una densidad espectral plana en un intervalo de frecuencias grande. Este tipo de espectro se conoce como “blanco” por su analogía con el espectro de la luz blanca el cual también es un espectro constante (plano).

La PSD de un ruido blanco puede calcularse como indica la Ecuación 27-1 (Howard 2016d, p. 509):

**Ecuación 27-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de potencia del ruido blanco.

$$S_{nn^*}(f) = \frac{\eta}{2}$$

Donde el factor  $\frac{1}{2}$  es incluido para indicar que la PSD es bilateral, es decir, que la mitad de la potencia es asociada a frecuencia positivas y la otra mitad a frecuencias negativas. La función de autocorrelación se obtiene de la transformada inversa de Fourier de la Ecuación 27-1 y se indica en la Ecuación 28-1.

**Ecuación 28-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Función de autocorrelación del ruido blanco.

$$R_v(\tau) = \mathcal{F}^{-1}\{S_{nn^*}(f)\} = \frac{\eta}{2} \delta(t)$$

La Figura 16-1 muestra la PSD y la función de autocorrelación del ruido blanco. Cabe recalcar, que de acuerdo con la Ecuación 19-1, el ruido blanco debe tener una potencia infinita. Dado que se conoce

que ninguna señal aleatoria o fuente de ruido aleatorio tiene potencia infinita, cabe recalcar que, aunque el concepto teórico del ruido blanco es bastante útil para modelar fuentes de ruido con espectro plano y ancho, las fuentes de ruido blanco son siempre filtradas por sistemas de ancho de banda finito. También es importante recordar que la PSD de un ruido blanco, de acuerdo con la Ecuación 25-1 toma la forma de la función de transferencia del sistema, como se indica en la Ecuación 29-1.

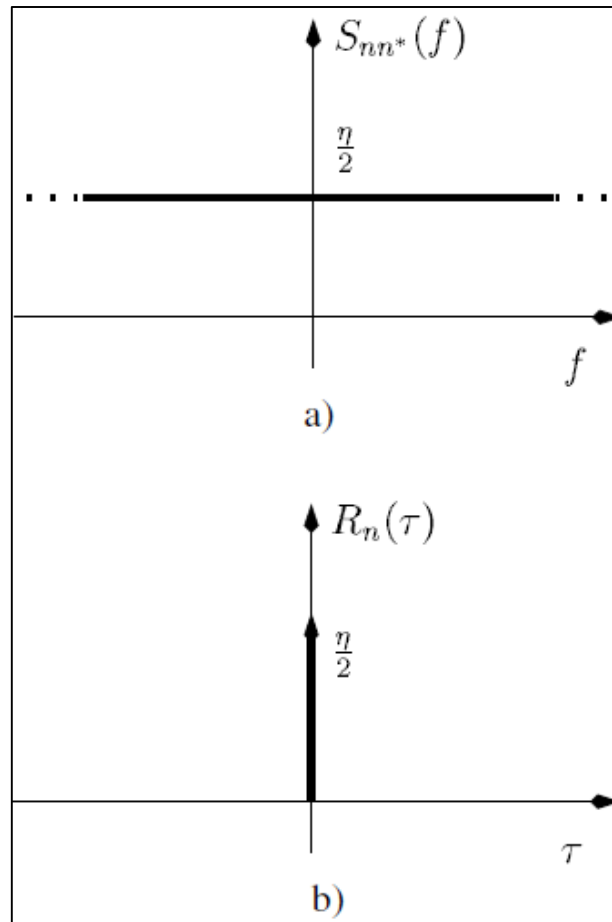
**Ecuación 29-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de potencia de ruido blanco filtrado.

$$S_{nn^*}(f) = \frac{\eta}{2} |H(f)|^2$$

Y considerando la Ecuación 19-1, la potencia promedio asociada con el ruido blanco filtrado resulta en la Ecuación 30-1.

**Ecuación 30-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Potencia promedio asociada con el ruido blanco filtrado.

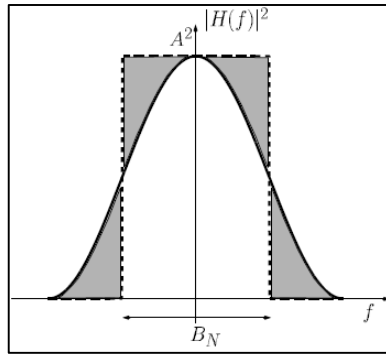
$$P_n = \frac{\eta}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df$$



**Figura 16-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Ruido Blanco: a) Densidad espectral de potencia; b) Función de autocorrelación.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005b, p. 8.15)

Dado que la Ecuación 30-1 depende únicamente de la función de transferencia del sistema, se puede definir un ancho de banda de ruido equivalente  $B_N$ . Este ancho de banda se define, de acuerdo con (Vasilescu 2005f, p. 80), como el ancho de banda de un filtro paso bajo ideal que pasaría tanto ruido como el filtro con función de transferencia  $H(f)$ , como se ilustra en la Figura 17-1. Aplicando esta definición resulta en  $\frac{\eta}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = \frac{\eta}{2} A^2 B_N$ , lo que conduce al resultado mostrado en la Ecuación 31-1, donde  $A^2$  es la ganancia máxima de potencia.



**Figura 17-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Ancho de banda de ruido equivalente.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005b, p. 8.16)

**Ecuación 31-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Ancho de banda de ruido equivalente.

$$B_N = \frac{1}{A^2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df$$

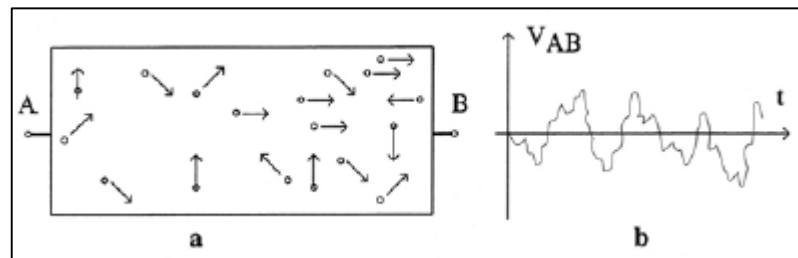
De esta manera, se establece la equivalencia entre la potencia total del ruido (definida por la función de transferencia del sistema) y la potencia total del ruido transmitido por el ancho de banda equivalente.

### 1.3 Mecanismos de Origen de Fuentes de Ruido Electrónico

Conocimientos de estadística son necesarios para poder estimar el comportamiento del ruido en circuitos electrónicos. Esto, a su vez, es crucial para la estimación del comportamiento de los circuitos y sus parámetros de rendimiento. En esta sección se presentan las fuentes básicas de ruido en los circuitos electrónicos y se presentan los métodos de análisis de dichas fuentes y sus interacciones.

#### 1.3.1 Ruido Térmico

El ruido térmico o el ruido de Johnson consiste en fluctuaciones aleatorias inducidas térmicamente en los portadores de carga de cualquier material con una resistividad finita y se genera solo en sistemas disipativos (por ejemplo, un dispositivo puramente reactivo no genera ruido térmico). Por lo tanto, está asociado con todas las resistencias y capas semiconductoras ligeramente dopadas. La Figura 18-1a muestra una pieza de material conductor donde se indican algunos electrones libres. El movimiento térmico aleatorio de los electrones dentro del material conduce a una aglomeración temporal de los portadores en uno u otro extremo. Desde un punto de vista macroscópico, esto significa que el potencial del terminal B será más negativo que el potencial del terminal A. En otras palabras, aparece una diferencia de potencial  $V_{AB}$ , cuya polaridad y magnitud están fluctuando. Este es un voltaje de ruido térmico. Un posible patrón de su variación en función del tiempo se muestra en la Figura 18-1b.

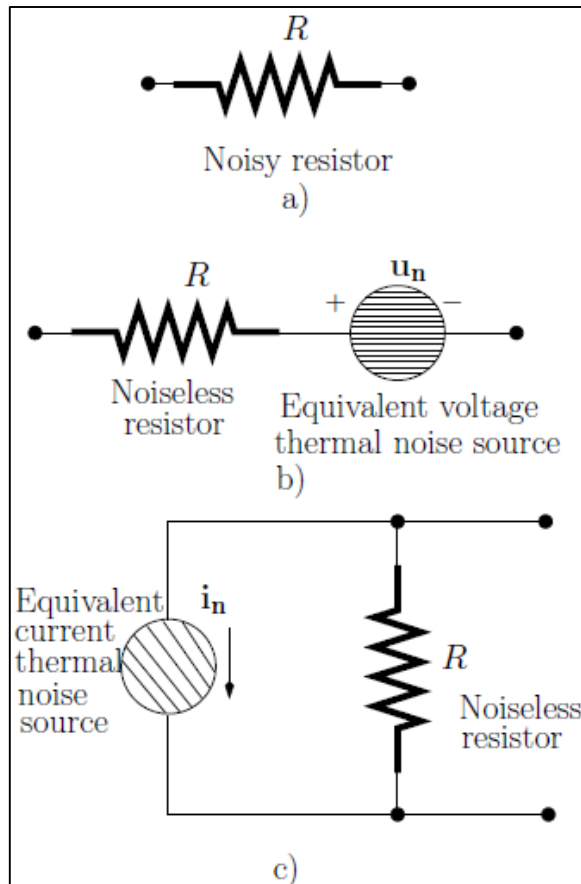


**Figura 18-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: a) Aglomeración espontánea de portadores en un terminal; b) Voltaje de ruido térmico en el tiempo.

**Fuente:** (Vasilescu 2005a, p. 3.1)

Como no hay razón para tener una acumulación permanente de carga en ninguno de los dos terminales debido al movimiento aleatorio, el valor medio del voltaje fluctuante  $V_{AB}$  debe ser obviamente cero. Sin embargo, el movimiento aleatorio instantáneo de dichos portadores libres genera gradientes de carga instantáneos que, a su vez, producen fluctuaciones de voltaje aleatorio de banda ancha (Haartman y Östling 2007b, p. 7-8). Estas fluctuaciones se caracterizan por un proceso aleatorio gaussiano ergódico (Couch 2008c, p. 682) y pueden modelarse mediante una fuente de ruido de voltaje equivalente,  $u_n$ , en serie con una resistencia sin ruido o una fuente de ruido de corriente equivalente en paralelo con una resistencia sin ruido como se muestra en Figura 19-1.





**Figura 19-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: a) Resistor con ruido; b) Equivalente de Thevenin; c) Equivalente de Norton.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005b, p. 8.17)

La PSD asociadas con el modelo de Thevenin y con el modelo de Norton se indican en la Ecuación 33-1 y Ecuación 34-1 (Howard 2003a, p. 264-265), respectivamente, donde  $k = 1.38 \cdot 10^{-23} J/K$  es la constante de Boltzmann,  $T$  es la temperatura en Kelvin y  $R$  es la resistencia eléctrica del material. Cabe recalcar que estas ecuaciones son válidas para frecuencias hasta  $10^{12} Hz$ . Además, ambas ecuaciones representan una PSD bilateral.

**Ecuación 32-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de potencia del equivalente de Thévenin de una fuente de ruido térmico.

$$S_{u_n u_n^*}(f) = \langle u_n u_n^* \rangle = 2kTR \quad [V^2/Hz]$$

**Ecuación 33-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de potencia del equivalente de Norton de una fuente de ruido térmico.

$$S_{i_n i_n^*}(f) = \langle i_n i_n^* \rangle = 2kT/R \quad [A^2/Hz]$$

De la Ecuación 33-1 puede calcularse el voltaje RMS de ruido en circuito abierto  $\sigma_{u_n}$  en una banda de frecuencias  $B$  producido por una resistencia  $R$ , el cual se muestra en la Ecuación 34-1.

**Ecuación 34-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Voltaje RMS de ruido térmico en circuito abierto.

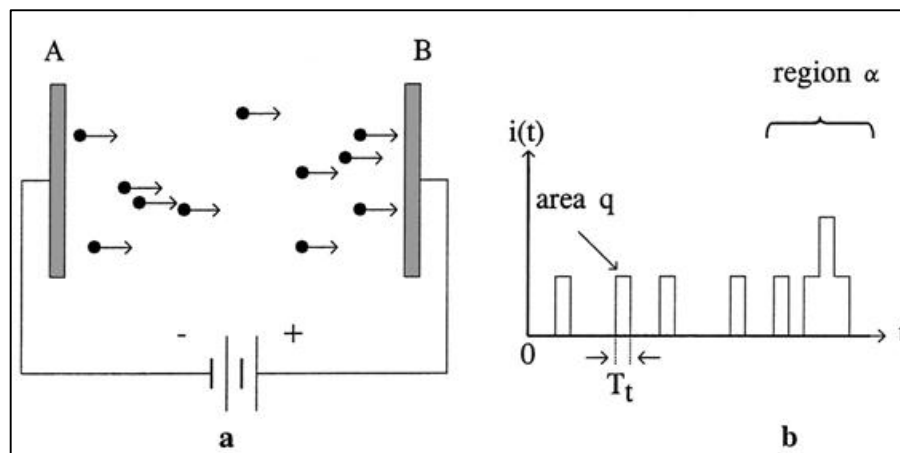
$$\sigma_{u_n} = \sqrt{\sigma_{u_n}^2} = \sqrt{\int_{-B}^B S_{u_n u_n^*}(f) df} = \sqrt{2kTR \int_{-B}^B df} = \sqrt{4kTRB} \quad [V_{RMS}]$$

### 1.3.2 Ruido Electrónico de Disparo

El ruido de disparo electrónico está asociado con el paso de portadores a través de una barrera potencial, como los que se encuentran en las uniones pn de diodos semiconductores y transistores. La corriente que fluye a través de una barrera potencial no es continua debido a la naturaleza discreta de la carga electrónica (electrones) y viene dada por el número de portadores, cada uno de los cuales lleva la carga  $q$ , que fluye a través de la barrera durante un período de tiempo (Haartman y Östling 2007b, p. 6-7).

En cualquier dispositivo electrónico que contenga una barrera potencial, la corriente a través del dispositivo está limitada solo a aquellos electrones que poseen suficiente energía para cruzar la barrera potencial. El paso de los portadores de carga (electrones) a través de esta barrera constituye

una serie de eventos aleatorios independientes caracterizados por una distribución de Poisson (Howard 2016c, p. 249-251). Específicamente, considérese una corriente de electrones en el vacío, entre dos electrodos A y B, como se muestra en la Figura 20-1a. Los electrones son emitidos por el electrodo A y recolectados por el electrodo B que tiene un potencial positivo con respecto a A (como en un tubo fotomultiplicador). El número de electrones que cruzan un plano específico (por ejemplo, el plano B) fluctuará de un corto período de tiempo al siguiente, debido a la tasa de emisión aleatoria de electrones en el plano A, y también debido a la distribución aleatoria de velocidades individuales, según se afirma en (Haartman y Östling 2007b, p. 6-7). Cada vez que un electrón cruza el plano B, aparece un pulso de corriente elemental en el circuito externo, como se muestra en la Figura 20-1b. Su área es igual a la carga elemental  $q$  y  $T_t$  corresponde al tiempo de tránsito (el tiempo promedio necesario para cruzar la barrera). La región  $\alpha$  corresponde a un grupo de 5 electrones que alcanzan el plano B.

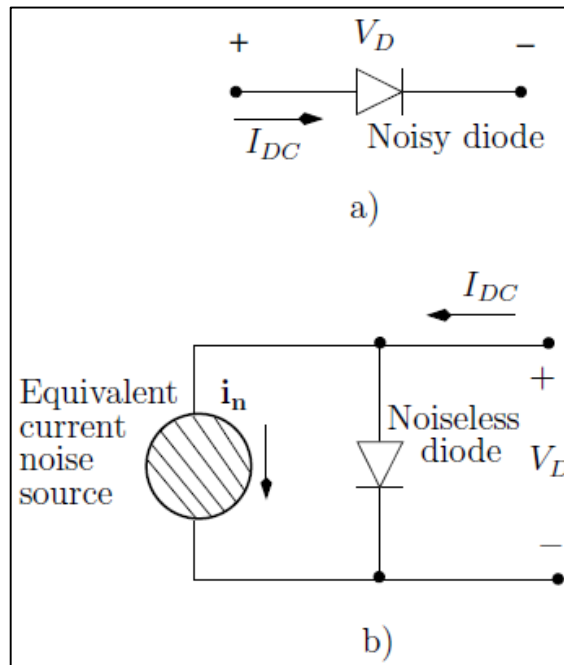


**Figura 20-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: a) Agrupación de electrones durante el vuelo entre dos placas; b) pulsos de corriente elementales.

**Fuente:** (Vasilescu 2005a, p. 3.3)

Debido a lo anterior, el ruido de disparo se describe como una distribución de Poisson. Sin embargo, cuando el número de eventos que ocurren por unidad de tiempo de observación es grande, la distribución de Poisson puede reemplazarse por una distribución de probabilidad de un proceso gaussiano ergódico de media cero con una densidad espectral de potencia blanca, esto como consecuencia del teorema central del límite (Cooper y McGillem 1998b, p. 73; Moura y Darwazeh 2005d, p. 290-293).

En términos de un modelo equivalente electrónico este tipo de ruido es modelado como una fuente de corriente en paralelo con una unión pn. La Figura 21-1 muestra el modelo equivalente de ruido de disparo para un diodo.



**Figura 21-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: a) Unión pn con ruido; b) Equivalente de Norton para el ruido de disparo.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005b, p. 8.18)

La PSD del ruido electrónico de disparo asociado con una corriente DC  $I_{DC}$  que cruza una barrera de potencial está dada por la Ecuación 35-1 (Howard 2016d, p. 507-508), donde  $q = 1.6 \cdot 10^{-19} C$  es la carga del electrón. Como puede verse, es una PSD constante (blanca).

**Ecuación 35-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de potencia del ruido electrónico de disparo.

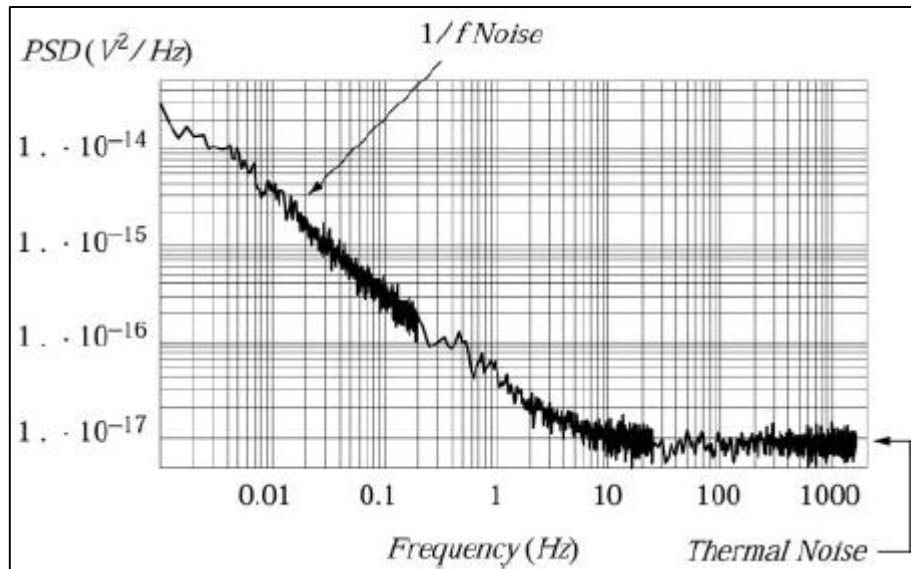
$$S_{i_n i_n^*}(f) = \langle i_n i_n^* \rangle = q I_{DC} \quad [A^2/Hz]$$

Dado que el ruido de disparo depende solo de la corriente continua a través del dispositivo, modificar la corriente de polarización representa una manera fácil de controlar el nivel de ruido. Esta propiedad es particularmente útil en el diseño de fuentes de ruido calibradas. De acuerdo con (Vasilescu 2005g, p. 56), el ruido de disparo siempre se asocia con los portadores de carga que cruzan una barrera potencial. En muchas situaciones (particularmente en un diodo con polarización directa), el ruido de disparo se "suaviza" por la carga espacial y el tiempo de tránsito de los portadores de carga. Los efectos de ruido de disparo son más fuertes cuando la corriente promedio a través del dispositivo es muy baja.

### **1.3.3 Ruido de Baja Frecuencia, $1/f$ o de Exceso**

Cuando la corriente pasa a través de una resistencia o un semiconductor, un ruido se genera en exceso del ruido térmico en una resistencia o el ruido térmico más el ruido de disparo en un semiconductor. Este ruido "de exceso" tiene una densidad espectral que aumenta a medida que la frecuencia disminuye (como se ve en la Figura 22-1) y, debido a que es más notable a bajas frecuencias, también se conoce como ruido de "baja frecuencia".

El ruido  $1/f$  se observa en algunas resistencias (Mleczko et al. 2017; Fish 1993d, p. 84-85) y dispositivos semiconductores (Deen 2017). Los orígenes de este tipo de ruido no están verificados del todo dado a que existen diversos mecanismos estudiados que lo producen, no obstante, generalmente se asocian con imperfecciones en el material a partir del cual se fabrican los dispositivos o con interacciones de los portadores de carga con los estados de energía de la superficie del semiconductor (Haartman y Östling 2007b, p. 16-18; Fleetwood 2015).



**Figura 22-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de potencia del ruido de un amplificador referida a la entrada.

**Fuente:** (Howard 2003b, p. 9.5)

El ruido 1/f presenta una PSD descrita por la Ecuación 36-1, cuya deducción estadística se demuestra en (Howard 2016d, p. 510-511). En la Ecuación 36-1  $K_f$  es un factor que depende de la corriente que circula a través del dispositivo y  $\alpha$  es un coeficiente en el rango de 0.7 a 1.3 (Haartman y Östling 2007b, p. 14).

**Ecuación 36-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral del ruido de baja frecuencia.

$$S_{i_n i_n^*}(f) = \langle i_n i_n^* \rangle = \frac{K_f}{f^\alpha} [A^2/Hz]$$

Para propósitos de cálculos aproximados se suele tomar  $\alpha = 1$ , lo cual resulta en  $S_{i_n i_n^*}(f) = K_f/f$ , con lo cual la PSD varía exactamente con el inverso de la frecuencia. En esta situación se puede estimar la potencia del ruido de baja frecuencia entre dos frecuencias de interés  $f_a$  y  $f_b$  ( $f_b > f_a$ ) como indica la Ecuación 37-1.

**Ecuación 37-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Potencia o valor medio cuadrático asociada al ruido de baja frecuencia

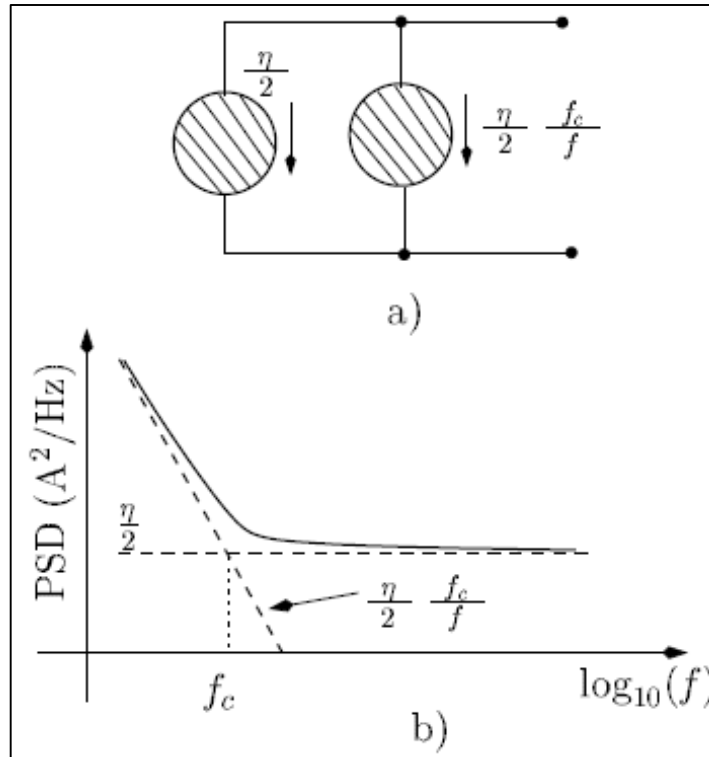
$$P = \int_{f_a}^{f_b} S_{i_n i_n^*}(f) df = \int_{f_a}^{f_b} \frac{K_f}{f} df = K_f \ln\left(\frac{f_b}{f_a}\right) [A^2]$$

Nótese que, en cada década, es decir, para cualquier  $f_b = 10f_a$ , la potencia de ruido es la misma y la dada por  $K_f \ln(10)$ .

En términos de un modelo de ruido, el componente de ruido  $1/f$  puede explicarse agregando una fuente de ruido adicional a la fuente de ruido blanco como se ilustra en la Figura 23-1a. Dado que las dos fuentes de ruido no están correlacionadas, la densidad espectral de la potencia de ruido total es la suma de cada densidad espectral de potencia, como se muestra en la Ecuación 38-1, donde  $\frac{\eta}{2}$  es la PSD de la componente de ruido blanco y  $f_c$  es la frecuencia de esquina del ruido  $1/f$ .

**Ecuación 38-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral del modelo equivalente de ruido de baja frecuencia.

$$S_{i_n i_n^*}(f) = \langle i_n i_n^* \rangle = \frac{\eta}{2} \left(1 + \frac{f_c}{f}\right) [A^2/Hz]$$



**Figura 23-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: ruido  $1/f$  y ruido blanco. a) Fuentes de ruido. b) Densidad espectral de potencia de ruido equivalente.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005b, p. 8.19)

A diferencia del ruido térmico y de disparo, donde la potencia de ruido es proporcional al ancho de banda, la potencia de ruido de  $1/f$  depende de la relación de los límites de frecuencia superior e inferior. La potencia de ruido en cada octava de frecuencia ( $f_b/f_a = 2$ ) o década ( $f_b/f_a = 10$ ) es constante. El ruido en un ancho de banda fijo disminuye a medida que aumenta la frecuencia central. Esto significa que este tipo de ruido es significativo solo a bajas frecuencias y, por encima de alguna frecuencia  $f_c$ , el ruido  $1/f$  es despreciable en comparación con el ruido de densidad constante, como se muestra en la PSD de Figura 23-1b.

#### 1.4 Modelos de Ruido en Dispositivos Electrónicos

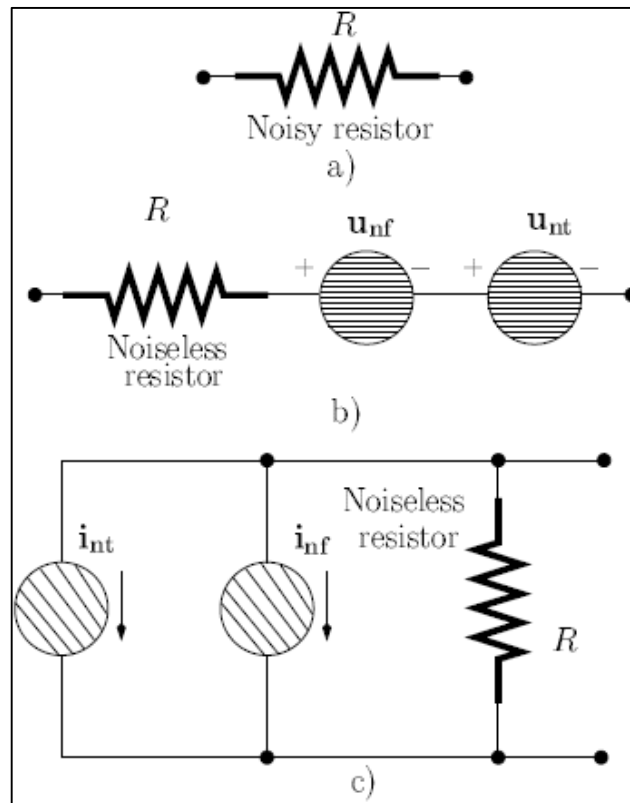
Para analizar el rendimiento de los circuitos considerando el ruido intrínseco, es útil representar dispositivos reales mediante circuitos ideales sin ruido, incluyendo un número mínimo de fuentes de



ruido. En las siguientes se describen los modelos de ruido de algunos elementos comunes de circuitos electrónicos.

### 1.4.1 Modelo de Ruido en Resistores

Como se mencionó en la sección anterior, los resistores reales generan ruido térmico y ruido 1/f. El modelo de ruido para un resistor se muestra en la Figura 24-1, donde se puede observar que las fuentes de ruido del resistor pueden representarse como voltajes o corrientes, dependiendo del análisis de interés.



**Figura 24-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: a) Resistor con ruido; b) Fuentes de voltaje de ruido; c) Fuentes de corriente de ruido.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005b, p. 8.20)

Las PSDs de cada fuente de ruido, tanto de voltaje como de corriente, se muestran en la Ecuación 39-1 y en la Ecuación 40-1 (Moura y Darwazeh 2005c, p. 307), respectivamente, donde los subíndices  $t$  indican ruido térmico y  $f$  indican ruido 1/f.

**Ecuación 39-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de potencia de fuentes de voltaje de ruido térmico y 1/f para el modelo de ruido de un resistor.

$$\langle \mathbf{u}_{nt} \mathbf{u}_{nt}^* \rangle = 4kTR \quad [V^2/Hz]$$

$$\langle \mathbf{u}_{nf} \mathbf{u}_{nf}^* \rangle = 4kTR \frac{f_c}{f} \quad [V^2/Hz]$$

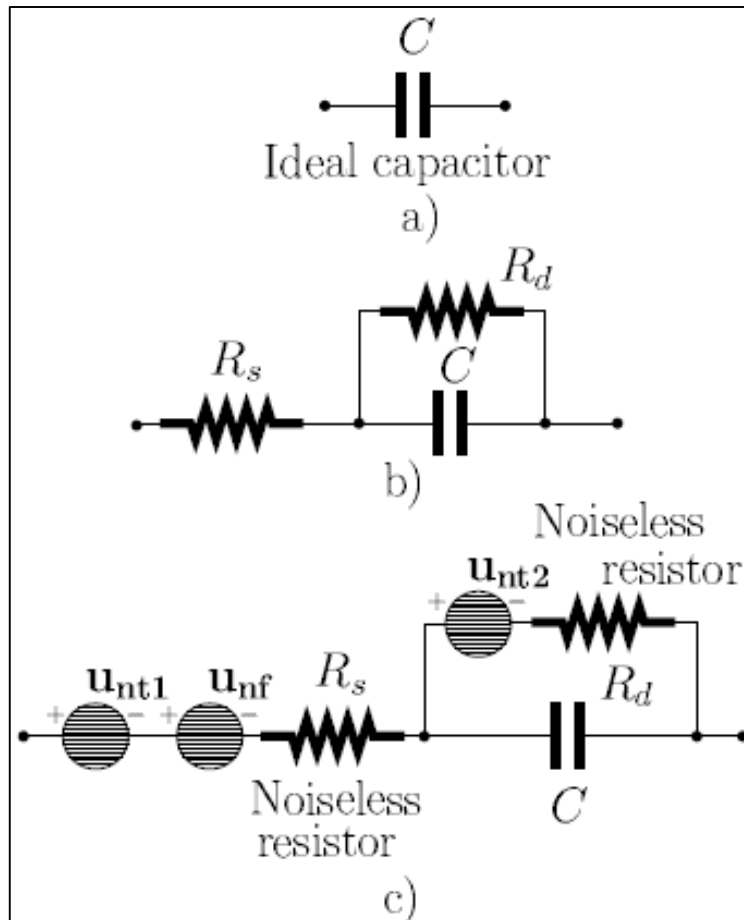
**Ecuación 40-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de potencia de fuentes de corriente de ruido térmico y 1/f para el modelo de ruido de un resistor.

$$\langle \mathbf{i}_{nt} \mathbf{i}_{nt}^* \rangle = \frac{4kT}{R} \quad [A^2/Hz]$$

$$\langle \mathbf{i}_{nf} \mathbf{i}_{nf}^* \rangle = \frac{4kT}{R} \frac{f_c}{f} \quad [A^2/Hz]$$

#### 1.4.2 Modelo de Ruido en Capacitores

Un capacitor real contiene componentes resistivos, como se muestra en la Figura 25-1.  $R_d$  está asociado con pérdidas en el dieléctrico y  $R_s$  con la resistencia de sus terminales. Mientras que  $R_d$  tiene valores mayores que  $10^9 \Omega$ ,  $R_s$  tiene valores menores que  $1 \Omega$  (Vasilescu 2005e, p. 170). Debido a estas componentes resistivas, el capacitor presenta ruido térmico y 1/f asociado a  $R_s$ , representado en la Figura 25-1 como  $\mathbf{u}_{nt1}$  y  $\mathbf{u}_{nf}$ , respectivamente; mientras que  $R_d$  solo presenta ruido térmico, representado en la Figura 25-1 como  $\mathbf{u}_{nt2}$ . No obstante, en la práctica, la contribución de ruido térmico por parte de capacitores es despreciable en comparación con las contribuciones de otros dispositivos electrónicos (Vasilescu 2005e, p. 170) y la contribución de ruido 1/f puede reducirse mucho mediante algunas técnicas (Vasilescu 2005e, p. 171), lo cual hace que pueda despreciarse su contribución total de ruido en análisis de ruido en circuitos electrónicos.

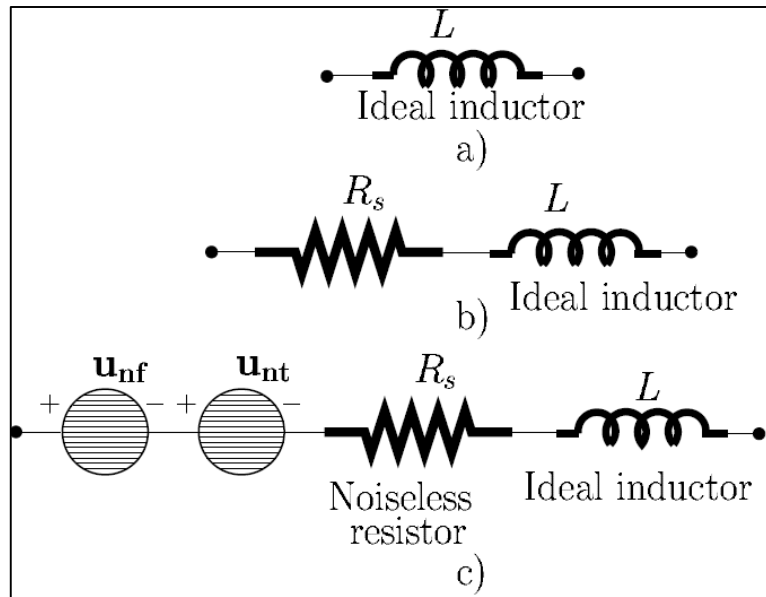


**Figura 25-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.:  
a) Capacitor ideal; b) Circuito equivalente para un capacitor real; c) Modelo de ruido para un capacitor.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005b, p. 8.21)

### 1.4.3 Modelo de Ruido en Inductores

Un inductor real tiene una componente resistiva asociada con la resistencia del cable que lo constituye y con pérdidas por histéresis y corrientes de Eddy en su núcleo (Fish 1993f, p. 124), representada como  $R_s$  en la Figura 26-1.  $R_s$  genera ruido térmico y  $1/f$  representados en la Figura 26-1 como  $u_{nt}$  y  $u_{nf}$ , respectivamente. Como en el caso del capacitor, la contribución total de ruido por parte del inductor puede ser despreciada en la mayoría de los casos de análisis de ruido en circuitos electrónicos.

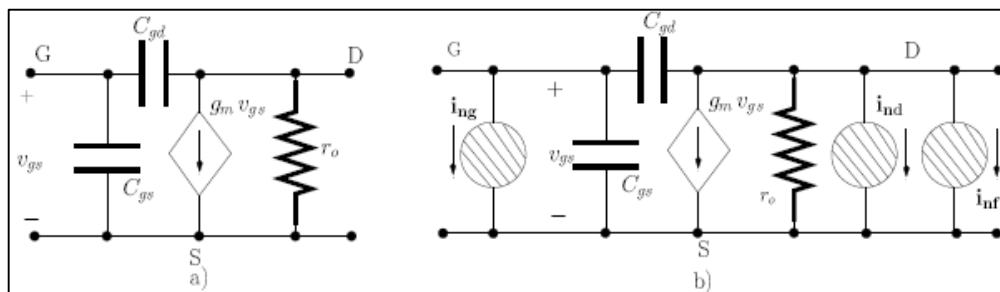


**Figura 26-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.:  
 a) Inductor ideal; b) Circuito equivalente para un inductor real; c) Modelo de ruido para un inductor.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005b, p. 8.22)

#### 1.4.4 Modelo de Ruido en Transistores de Efecto de Campo

La Figura 27-1 muestra el modelo de pequeña señal para un MOSFET que incluye las principales contribuciones de fuentes de ruido.  $i_{nd}$  es el ruido térmico asociado con la resistencia óhmica del canal,  $R_{ch}$ , que se relaciona con la transconductancia  $g_m$  mediante la Ecuación 42-1 (Lutz et al. 2018, p. 288-291).



**Figura 27-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Modelo de pequeña señal de un MOSFET: a) sin fuentes de ruido; b) incluyendo fuentes de ruido.

**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005b, p. 8.23)

**Ecuación 41-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Relación entre la resistencia de canal de compuerta y la resistencia de canal de un MOSFET.

$$R_{ch} = \frac{1}{g_m K_d}$$

Donde  $K_d$  es una constante asociada con las dimensiones físicas del MOSFET y normalmente es tomada como  $2/3$ . La PSD de  $i_{nd}$  está descrita por la Ecuación 42-1. No se considera la contribución de ruido térmico de  $r_o$  debido a que representa una resistencia dinámica y, por tanto, al no disipar potencia no contribuye con ruido en el dispositivo.

**Ecuación 42-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad Espectral de Potencia de fuentes de ruido térmico en un transistor de efecto de campo.

$$\langle i_{nd} i_{nd}^* \rangle = 2kT \frac{g_m}{3} [A^2/Hz]$$

Varias son las causas a las que se atribuyen la presencia de ruido  $1/f$  en MOSFETs. En el límite entre el silicio del canal y el óxido de silicio de la compuerta, existen estados de energía de electrones adicionales, que pueden atrapar y liberar de forma aleatoria electrones libres del canal, produciendo ruido  $1/f$  (Wirth y Silva 2015, p. 1). La fluctuación del número de portadores de carga dentro del canal provoca una fluctuación del potencial de superficie, que a su vez produce una variación en la movilidad de los portadores de carga, como se expone en (Haartman y Östling 2007a, p. 65-77). Tanto la fluctuación en el número de portadores de carga como la fluctuación en su movilidad son responsables de aumentar el ruido de  $1/f$  (Hooge 1994). La PSD correspondiente a la contribución de ruido  $1/f$  en el dispositivo está dada por la Ecuación 43-1 (Moura y Darwazeh 2005c, p. 308).

**Ecuación 43-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad Espectral de Potencia de fuentes de ruido 1/f en un transistor de efecto de campo.

$$\langle i_{nf} i_{nf}^* \rangle = 2kT \frac{g_m f_c}{3 f} [A^2/Hz]$$

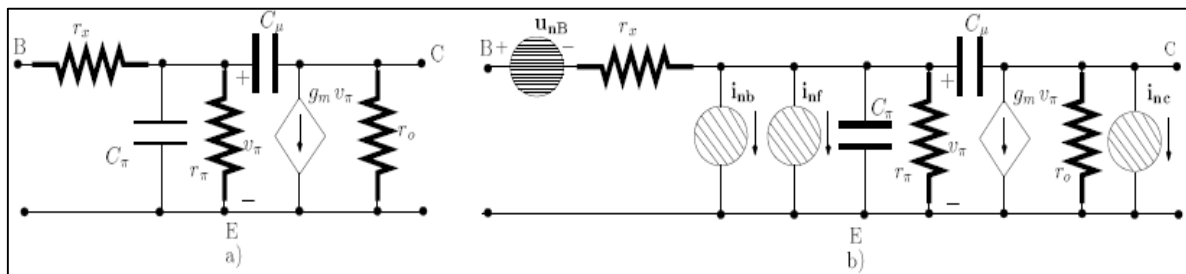
Donde  $f_c$  es la frecuencia de esquina.  $i_{ng}$  representa el ruido electrónico de disparo resultante de la corriente de fuga DC de la compuerta,  $I_G$ . La PSD de  $i_{ng}$  es descrita en la Ecuación 44-1.

**Ecuación 44-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad Espectral de Potencia de fuentes de ruido electrónico de disparo en un transistor de efecto de campo.

$$\langle i_{ng} i_{ng}^* \rangle = q I_G [A^2/Hz]$$

### 1.4.5 Modelo de Ruido en Transistores de Unión Bipolar

La Figura 28-1 muestra el modelo de ruido para un transistor de unión bipolar (BJT).  $u_{nB}$  representa el ruido térmico asociado con la resistencia de base,  $r_x$ , siendo esta resistencia la única que disipa potencia en el modelo de la Figura 28-1, las demás resistencias son dinámicas y por tanto no contribuyen con ruido.  $i_{nb}$  e  $i_{nc}$  representa el ruido electrónico de tiro asociado con las corrientes de base y colector, respectivamente.  $i_{nf}$  representa la contribución de ruido 1/f en la corriente de base. Cada contribución de ruido en el BJT se describe en la Ecuación 46-1, donde  $I_B$  e  $I_C$  son las corrientes de polarización de base y colector, respectivamente.



**Figura 28-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Modelo híbrido  $\pi$  de un transistor de unión bipolar: a) sin fuentes de ruido; b) incluyendo fuentes de ruido.

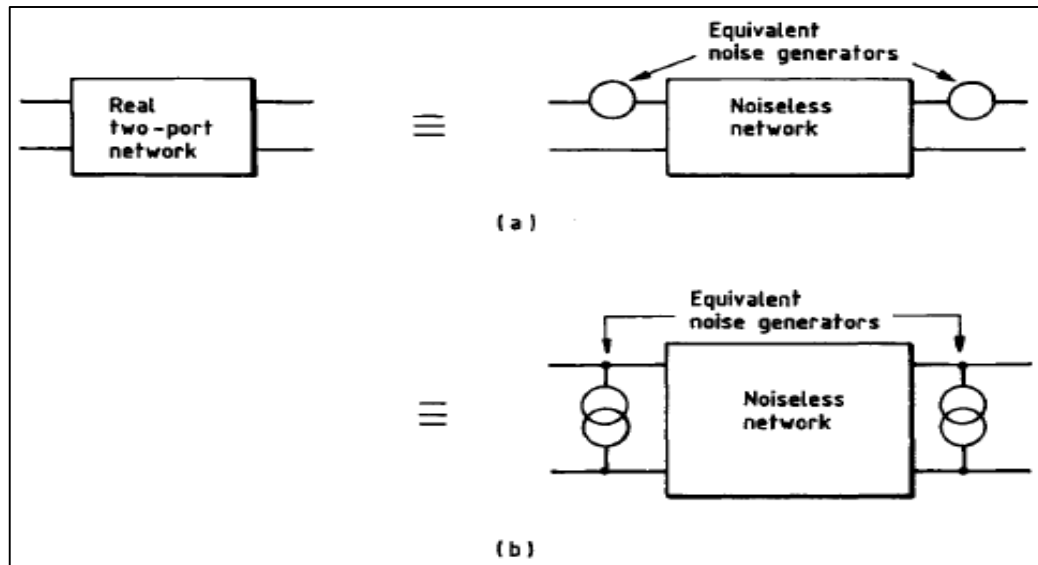
**Fuente:** (Moura y Darwazeh 2005b, p. 8.24)

**Ecuación 45-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidades Espectrales de Potencia de las contribuciones de ruido en un transistor de unión bipolar.

$$\begin{aligned}\langle \mathbf{u}_{nB} \mathbf{u}_{nB}^* \rangle &= 2kT r_x \quad [V^2/Hz] \\ \langle \mathbf{i}_{nb} \mathbf{i}_{nb}^* \rangle &= qI_B \quad [A^2/Hz] \\ \langle \mathbf{i}_{nc} \mathbf{i}_{nc}^* \rangle &= qI_C \quad [A^2/Hz] \\ \langle \mathbf{i}_{nf} \mathbf{i}_{nf}^* \rangle &= qI_B \frac{f_c}{f} \quad [A^2/Hz]\end{aligned}$$

#### 1.4.6 *Modelo de Ruido en Amplificadores Operacionales*

Muchos de los módulos de circuito cuyo estudio de ruido resulta de particular interés tienen entradas y salidas, es decir, son redes de dos puertos. Al considerar cada puerto a su vez como la conexión a una red de un puerto con el otro puerto abierto, la red real se puede ver como equivalente a una red ideal (sin ruido, con la misma respuesta a las señales de entrada) junto con generadores de voltaje de ruido en serie con cada puerto, como se muestra en la Figura 29-1a. Un argumento similar conduce a un circuito equivalente alternativo con generadores de ruido de corriente paralelos en cada puerto, como se muestra en la Figura 29-1b (Haus et al. 1960). En este caso, la corriente de ruido en cada puerto es la medida o el cálculo con el otro puerto en corto circuito. Cabe señalar que, en general, el ruido en cada puerto surge de diferentes contribuciones de los mismos generadores de ruido internos (que fueron discutidos en las secciones 1.4.1 a 1.4.5), y los generadores de ruido equivalentes en los dos puertos están parcialmente correlacionados. Sin embargo, en muchas redes, particularmente en amplificadores de baja frecuencia, la correlación es pequeña y puede ignorarse (Fish 1993e, p. 96-97).



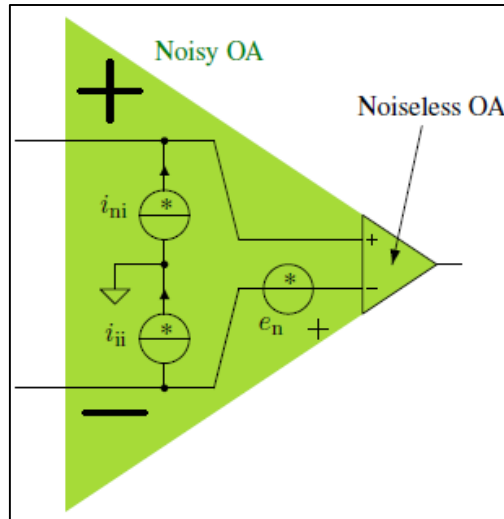
**Figura 29-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Circuitos equivalentes de una red de dos puertos con generadores de ruido en cada puerto: (a) generadores de voltaje; (b) generadores de corriente.

Fuente: (Fish 2017, p. 5.2)

El enfoque anterior es el enfoque que se usa para analizar las contribuciones de ruido en un amplificador operacional. La información que se obtiene con esta operación permite comprender qué se puede cambiar u optimizar en el circuito que constituye el dispositivo para mejorar su rendimiento. El ruido térmico emitido por las resistencias fue discutido en la sección 1.3.1. Los inductores y condensadores ideales no generan ruido (pero la resistencia parásita de sus versiones reales sí). Considerando lo anterior, puede obtenerse un modelo simplificado para la descripción de fuentes de ruido en un amplificador operacional.

Los amplificadores operacionales son dispositivos bastante complejos y una descripción detallada del origen del ruido electrónico dentro de ellos se encuentra en (Jiansheng Xu, Yisong Dai y Abbott 2000). Sin embargo, cuando se utiliza un amplificador operacional en un circuito discreto, no es necesario conocer todos los detalles internos involucrados en el funcionamiento del dispositivo. Considerando lo anterior, un modelo de ruido simplificado para amplificadores operacionales se especifica muy a menudo en las hojas de datos de los dispositivos, como se muestra en la Figura 30-1.



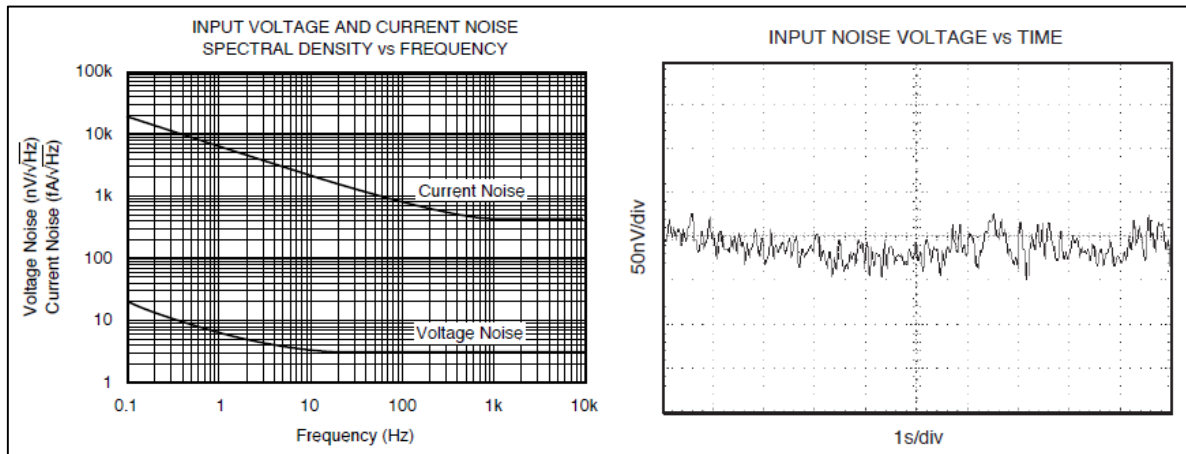


**Figura 30-**Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Modelo de ruido de un amplificador operacional.

Fuente: (Bucci 2017a, p. 5.7)

En el modelo descrito en la Figura 30-1 se muestran tres fuentes de ruido estadísticamente independientes que representan las contribuciones de ruido referidas a la entrada generadas por todo el amplificador, donde  $e_n$  es el voltaje de ruido en la entrada,  $i_{ni}$  es la corriente de ruido en el terminal no inversor e  $i_{ii}$  es la corriente de ruido en el terminal inversor.

El generador de voltaje de ruido  $e_n$  puede colocarse alternativamente en la entrada inversora sin cambiar nada en los resultados (su fase no importa para cualquier amplitud RMS). Muy a menudo, las características de  $i_{ni}$  y  $i_{ii}$  son extremadamente similares, por lo que la mayoría de las hojas de datos solo se refieren a una corriente de ruido referida a la entrada (input referred current noise) genérica para indicar ambos. Por lo general, se proporciona un gráfico como el que se muestra en la Figura 31-1, donde las PSDs de  $e_n$  e  $i_{ni}$ ,  $i_{ii}$  se muestran en un determinado rango de frecuencias. Como suele ocurrir, el comportamiento de la gráfica muestra una contribución de ruido  $1/f$  hasta una determinada frecuencia de esquina, donde el ruido  $1/f$  se vuelve insignificante frente al ruido térmico. Es interesante observar que la frecuencia a la que sucede esto no es la misma para el voltaje de ruido (alrededor de 10 Hz) y la corriente de ruido (alrededor de 1kHz). Las unidades de medición empleadas siguen las convenciones que se indicaron en la sección 1.2.8, es decir,  $V/\sqrt{Hz}$  y  $A/\sqrt{Hz}$ .



**Figura 31-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidades espectrales de potencia de Voltaje y Corriente de ruido y una grabación de varios segundos de la tensión de ruido de salida para un OPA227.

**Fuente:** (Bucci 2017a, p. 5.8)

Una medición de varios segundos del voltaje de salida a menudo se muestra en la hoja de datos, como indica la Figura 31-1. También es útil dar una idea sobre la amplitud del ruido para frecuencias muy bajas. Tomando como ejemplo los datos mostrados en (Bucci 2017c, p. 141), la hoja de datos del OPA227 también proporciona una indicación de 90 pV para el voltaje de ruido típico de entrada pico a pico en la banda de frecuencias de 0.1 a 10 Hz.

### 1.5 Defectos en Dispositivos Electrónicos y su Relación con el Ruido Electrónico de Baja Frecuencia

Es una experiencia común en electrónica encontrar circuitos y dispositivos buenos y malos, incluso dentro de un grupo cuyos miembros son nominalmente idénticos porque han sido fabricados mediante los mismos métodos. La calidad a menudo se evalúa de una manera muy sensible por el ruido introducido en el circuito por encima del nivel normal (Băjenescu y Băzu 1999). El origen del ruido a menudo es poco conocido, pero se debe de alguna manera a un componente deficiente o a un mal contacto (Jones 1993). De esta forma, se considera que el ruido es un indicador delicado y general de que algo no es de calidad aceptable. También es una práctica normal suponer que un dispositivo que genera ruido será menos confiable y rechazarlo para cualquier aplicación especial donde la larga vida sea una ventaja (Băjenescu y Băzu 1999, p. 334). El ruido es un indicador adicional en un sistema que, de lo

contrario, parece funcionar normalmente y dentro de las especificaciones. Las mismas experiencias y argumentos también se encuentran al tratar con sistemas mecánicos.

Dentro de la estructura que constituye un dispositivo semiconductor pueden existir defectos o no idealidades que perturban las propiedades eléctricas del mismo. Uno de estos defectos son las trampas, los cuales son estados energéticos permitidos entre la banda de conducción y la banda de valencia del semiconductor (Neamen 2011, p. 221-222). Estas trampas capturan o liberan portadores de carga (sean huecos o electrones) los cuales perturban el nivel de corriente que circula a través de un dispositivo electrónico debido a la fluctuación causada en el número de portadores de carga en un instante de tiempo, como se indica en (Velayudhan et al. 2015). Además de lo anteriormente mencionado, estas trampas pueden causar variación en otras propiedades eléctricas, por ejemplo, variación en la resistencia eléctrica de los resistores (Van Der Ziel 1979, p. 244-245), variaciones en la resistencia dinámica de canal en transistores de potencia (Meneghini et al. 2018) y problemas en velocidades de conmutación (Zhang et al. 2001; Faramehr y Igić 2017).

Las trampas en la estructura de un semiconductor están relacionadas con los niveles de ruido descritos en el dispositivo, en particular con los niveles de ruido  $1/f$  (Raychaudhuri 2002; Haartman y Östling 2007c, p. 46-50). En particular, la técnica de LFNM es muy sensible a defectos en materiales y dispositivos, y se pueden observar grandes diferencias en las características de niveles de ruido de baja frecuencia en dispositivos con características de corriente – voltaje (I-V) idénticas. Esto se debe principalmente a que las mediciones eléctricas de características I-V solo sondean el transporte promedio o macroscópico en los dispositivos y, por lo tanto, no son tan sensibles a los defectos como LFNM (Deen y Pascal 2017, p. 474-477). Debido a su sensibilidad a defectos, trampas o centros de generación y recombinación de portadores de carga eléctrica, LFNM se ha propuesto como una buena herramienta para evaluar la confiabilidad de un dispositivo electrónico. Por ejemplo, LFN se ha utilizado para predecir la fiabilidad de las películas metálicas (Head et al. 1992), y se ha utilizado en los pasos de procesamiento que producen fotodetectores con mejor rendimiento (An y Deen 2000; An et al. 1999).

## **CAPÍTULO II**

### **2. MARCO METODOLÓGICO**

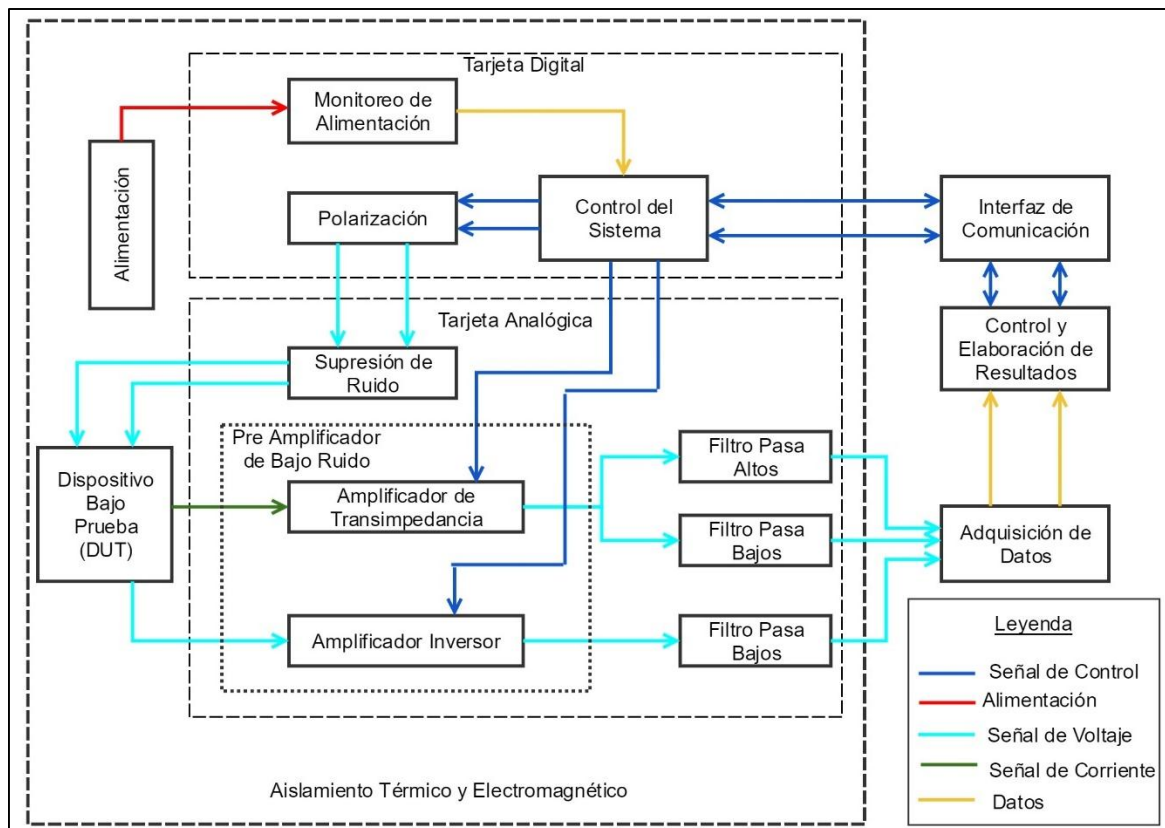
#### **2.1 Introducción**

Realizar pruebas de LFNM significativos es siempre una ardua tarea. Debido al nivel extremadamente bajo de las fluctuaciones de voltaje y/o corriente a ser medidas, es imperativo tener mucho cuidado para mantener el ruido de fondo (BN) del sistema de medición lo más bajo posible (Haartman y Östling 2007c, p. 27). En muchos casos, la magnitud del espectro de potencia de las fluctuaciones a analizar depende de las condiciones de prueba. Generalmente, los valores más altos de voltaje y/o corriente y temperatura conducen a valores más altos del ruido generado por el DUT (Ciofi et al. 2004, p. 395-396). Sin embargo, siempre hay límites superiores a las condiciones de prueba que no se pueden superar

durante la medición sin causar un daño irreversible a la muestra. En particular, en el caso de estudios de confiabilidad, las condiciones de prueba no deben estar demasiado alejadas de aquellas bajo las cuales el dispositivo operará normalmente, para obtener información significativa (Martin 2004, p. 10). Por lo tanto, la disponibilidad de un sistema de medición caracterizado por un nivel suficientemente bajo de BN es un factor clave para la aplicabilidad de LFNM al estudio de los fenómenos de degradación de los dispositivos electrónicos.

En algunos casos importantes, el rango de frecuencia más interesante para la utilización de LFNM para estudios de mecanismo de falla y confiabilidad se extiende desde unos pocos mHz a unos pocos Hz. De hecho, a frecuencias más altas, el ruido térmico u otros tipos de ruido de amplio espectro superan el ruido de baja frecuencia, que son los más interesantes para este tipo de análisis. Para una estimación correcta del valor de un espectro de potencia, es necesario analizar un registro de tiempo significativamente más largo que el inverso de la frecuencia de interés más baja. Es por esta razón que rara vez se consideran frecuencias más bajas que unos pocos mHz (Se necesitan mediciones de al menos media hora para obtener resultados significativos).

En esta sección se describen las etapas que conforman el sistema de medición de ruido de baja frecuencia para caracterización de canales conductivos en dispositivos electrónicos. De manera general, las etapas que conforman el sistema se muestran en la figura 1-2.



**Figura 1-** Diagrama de bloques del sistema de medición de ruido de baja frecuencia para caracterización de canales conductivos en dispositivos electrónicos.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

El sistema de medición de ruido de baja frecuencia para caracterización de canales conductivos en dispositivos electrónicos se compone de dos bloques principales, la tarjeta digital y la tarjeta analógica. La tarjeta analógica se encarga del acondicionamiento de señales para que el subsistema de adquisición de datos pueda obtener las señales en niveles adecuados para él. Estas señales provienen del dispositivo bajo prueba (DUT). La tarjeta digital se encarga del control de polarización del dispositivo bajo prueba (DUT), del monitoreo de los niveles de alimentación y de la comunicación con la unidad de control y elaboración de datos a través de la interfaz de comunicación.

Todas las etapas del sistema deben ser diseñadas de tal manera que no contribuyan en niveles de ruido electrónico o que esta contribución sea mínima. Considerando esto, la etapa más importante del sistema es el pre amplificador de bajo ruido, pues éste procesa la señal de ruido de baja frecuencia

del DUT y, por tanto, no debe contaminar la señal introduciendo más ruido en ella. En las siguientes secciones se detalla el funcionamiento, diseño e implementación de cada etapa del sistema.

## **2.2 Alimentación**

Las baterías del bloque de alimentación tienen como función proveer de energía a los componentes activos del instrumento. La alimentación del sistema se establece mediante dos baterías secas de plomo ácido debido a su baja contribución de ruido. Las baterías usadas en este proyecto son de 6V, 4.5Ah. La autonomía de las baterías es suficiente para realizar varias LFNM seguidas. Sin embargo, deben establecerse reglas de diseño tanto en la tarjeta analógica como en la digital para procurar un consumo mínimo de energía debido a que las baterías tardan en cargarse.

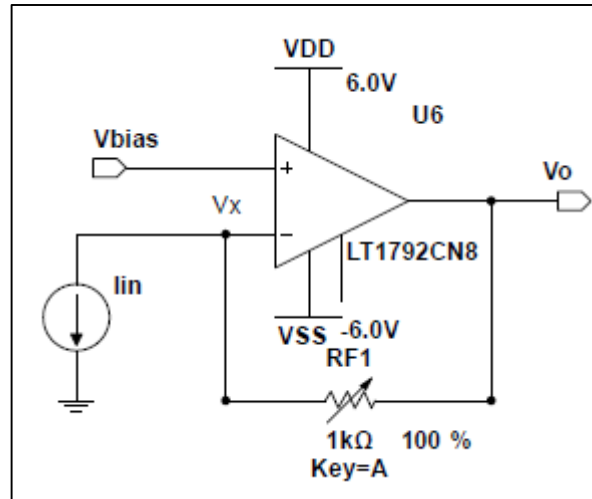
## **2.3 Tarjeta Analógica**

La tarjeta analógica es la encargada del acondicionamiento de señales para la unidad de adquisición de datos (DAQ), por tanto, debe amplificar las señales a niveles idóneos para la unidad de DAQ. En concreto, se requiere amplificar la señal de interés para caracterizar el canal conductivo del DUT, la cual es una señal de corriente; y además amplificar o atenuar la señal de control del DUT (señal de voltaje) en caso de que éste sea un dispositivo de tres terminales (MOSFET o BJT) para obtener una curva de caracterización del DUT. Por tanto, se debe especificar una topología de amplificación para cada caso. Ambas topologías deben presentar ganancias programables para poder ajustarse a la medición de diversos DUTs y a diversas condiciones de polarización.

### **2.3.1 Pre Amplificador de Bajo Ruido**

#### *2.3.1.1 Amplificador de Transimpedancia*

En el caso de la amplificación de la señal de corriente que contiene la información de ruido del DUT, se usa un amplificador de transimpedancia (TIA). La topología propuesta se muestra en la Figura 2-2, donde la resistencia que determina la ganancia del TIA es variable para simbolizar la característica de ganancia programable y la fuente de corriente representa al DUT. Dicha resistencia varía en tres valores fijos: 10, 100 y 1000  $\Omega$  para una ganancia de 10, 100 y 1000, respectivamente.



**Figura 2-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Amplificador de transimpedancia propuesto.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

El voltaje de salida  $V_o$  en el TIA varía en función del voltaje aplicado ( $V_{bias}$ ) en el terminal no inversor, la corriente del DUT ( $I_{in}$ ) y del valor de la resistencia de ganancia ( $R_{F1}$ ). Al realizar un análisis nodal en el nodo  $V_x$  y considerando que no ingresa corriente en el terminal no inversor (debido a la alta impedancia de entrada del amplificador operacional), la corriente en la rama que contiene a  $R_{F1}$  viene dada por  $(V_o - V_x)/R_{F1}$ , por lo que  $I_{in} = (V_o - V_x)/R_{F1}$ ; y considerando que  $V_x = V_{bias}$  (por el principio de corto circuito virtual en el amplificador operacional por la realimentación negativa) se obtiene la expresión del voltaje de salida que se indica en la Ecuación 1-2.

**Ecuación 1-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Voltaje de salida del amplificador de transimpedancia propuesto.

$$V_o = I_{in}R_{F1} + V_{bias}$$

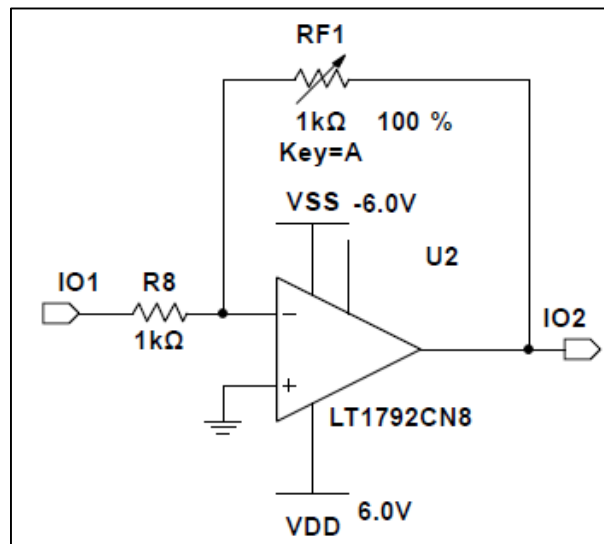
La Ecuación 1-2 es válida siempre que el DUT no esté trabajando en la región de saturación, dado que en dicha región la resistencia en su canal conductivo es muy baja, lo cual hace que el voltaje en el nodo  $V_x$  tienda a cero (se conecta la terminal hacia tierra) anulando el segundo término  $V_{bias}$  en la Ecuación



1-2 y haciendo que  $V_o < V_{bias}$ , por tanto, es necesario medir  $V_o$  durante la polarización del DUT para asegurar que éste no esté polarizado en la región de saturación, es decir, asegurar que  $V_o < V_{bias}$ .

### 2.3.1.2 Amplificador Inversor de Voltaje

Además de la señal de corriente del DUT, se debe amplificar la señal de control del DUT, la cual es una señal de voltaje, para poder obtener información acerca del punto de operación del dispositivo. Debido a las condiciones de polarización, es necesario atenuar, en algunos casos, la señal de control para no causar saturación en el amplificador operacional. Por tanto, se hace uso de una topología de amplificador inversor de voltaje para poder atenuar o amplificar la señal, lo cual no se conseguiría con una topología de amplificador no inversor. La topología propuesta se muestra en la Figura 3-2.



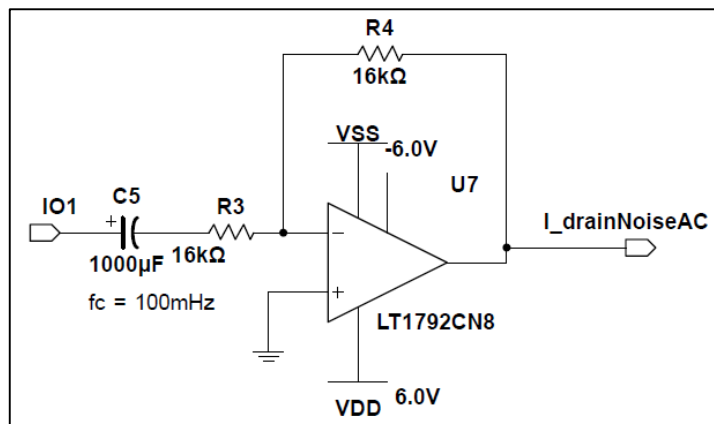
**Figura 3-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Amplificador de voltaje inversor propuesto.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

Nuevamente, la resistencia variable representa la característica de ganancia programable del amplificador inversor. Las ganancias de este amplificador deben ser de 1 y de 0.1, por tanto, la resistencia variable debe tomar valores de  $1k\Omega$  y  $100\Omega$ , respectivamente.

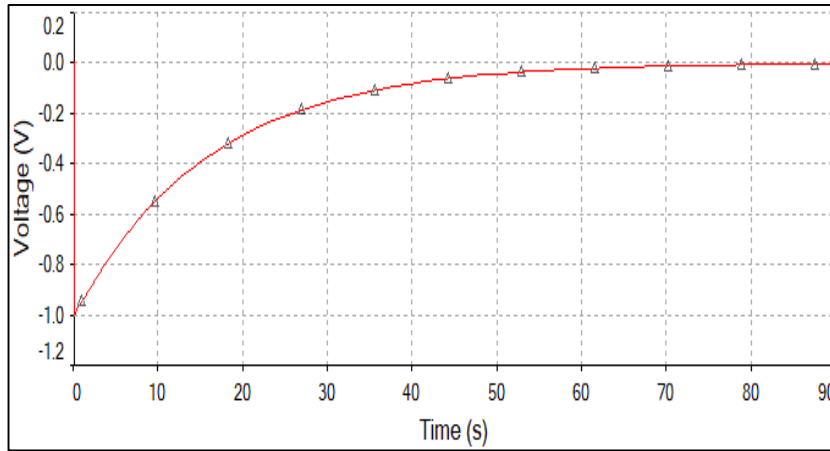
### 2.3.2 Filtro Pasa Altos

El bloque de filtro pasa alto que se conecta al amplificador de transimpedancia en la Figura 1-2, tiene como objetivo obtener la componente AC de la señal de corriente de interés, de modo que dicha componente será procesada por la unidad de control y elaboración de resultados para obtener la PSD de ruido  $1/f$ . Para ello se propone una topología de filtro activo pasa altos con una frecuencia de corte de 100mHz y ganancia 1, que se muestra en la Figura 4-2, consiguiendo de esta manera un compromiso entre tiempo de establecimiento y respuesta en frecuencia del filtro, lo cual se muestra en la Gráfica 1-2 (con un tiempo de establecimiento de 80s) y en la Gráfica 2-2.



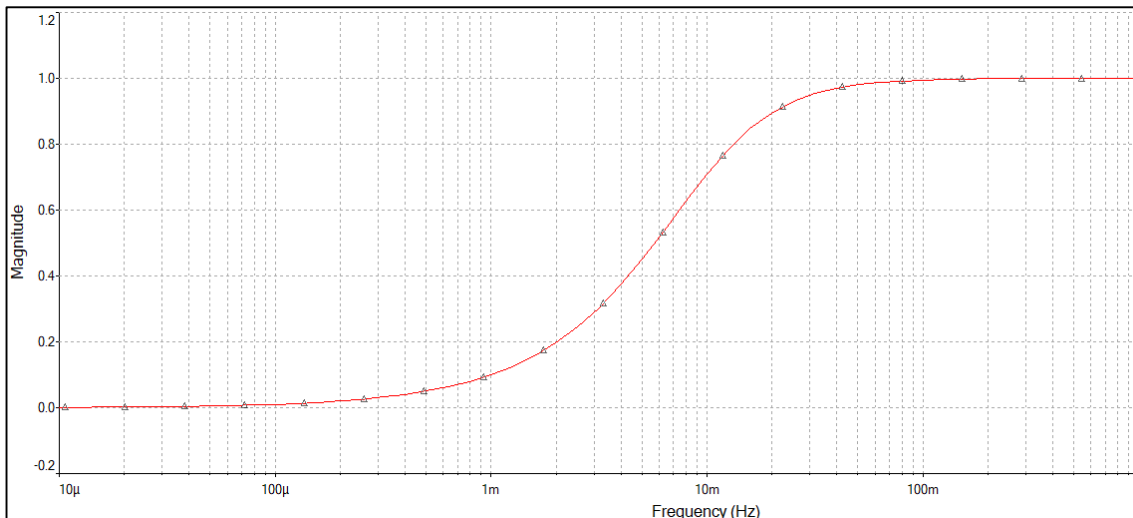
**Figura 4-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Filtro activo pasa altos propuesto.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.



**Gráfica 1-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Respuesta transitoria del filtro pasa altos propuesto.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.



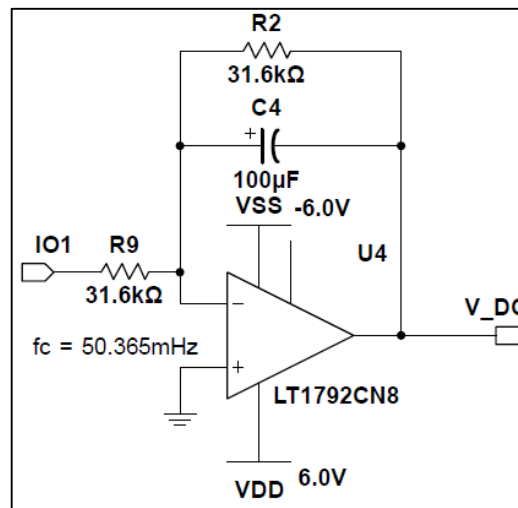
**Gráfica 2-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Respuesta en frecuencia del filtro pasa altos propuesto.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

### 2.3.3 Filtro Pasa Bajos

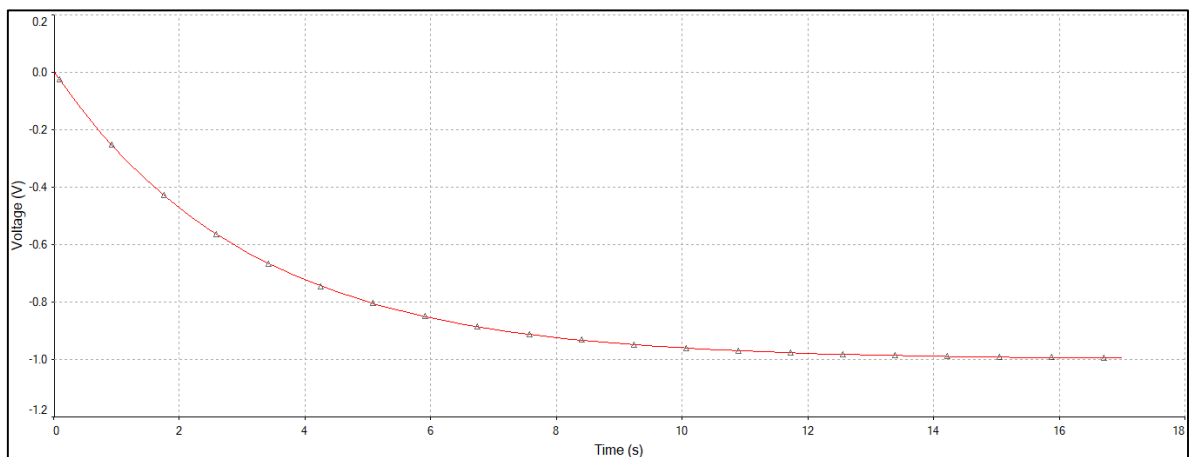
Los bloques de filtros pasa bajo que se conectan al amplificador de transimpedancia y al amplificador inversor de voltaje en la Figura 1-2, tienen como objetivo obtener la componente DC de la señal de

corriente de interés y de la señal de voltaje de control del DUT para obtener las condiciones de polarización del dispositivo (corriente a través del dispositivo y voltaje de polarización). Para ello se propone una topología de filtro activo pasa bajos con una frecuencia de corte de 50mHz y ganancia 1, que se muestra en la Figura 5-2, consiguiendo de esta manera un compromiso entre tiempo de establecimiento y respuesta en frecuencia del filtro, lo cual se muestra en la Gráfica 3-2 (con un tiempo de establecimiento de 15.8s) y en la Gráfica 4-2.



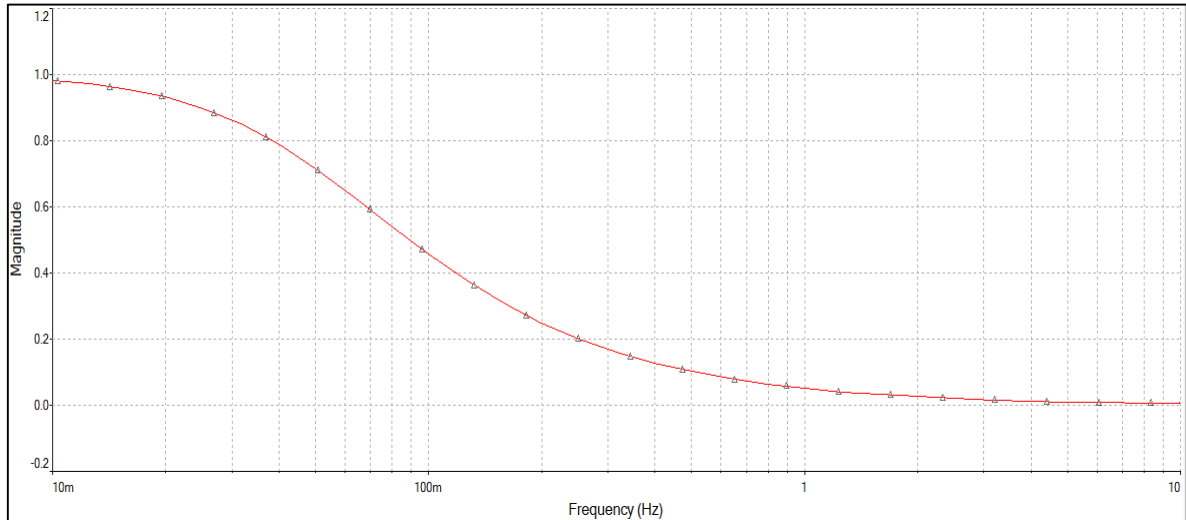
**Figura 5-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Filtro activo pasa bajos propuesto.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.



**Gráfica 3-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Respuesta transitoria del filtro pasa bajos propuesto.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.



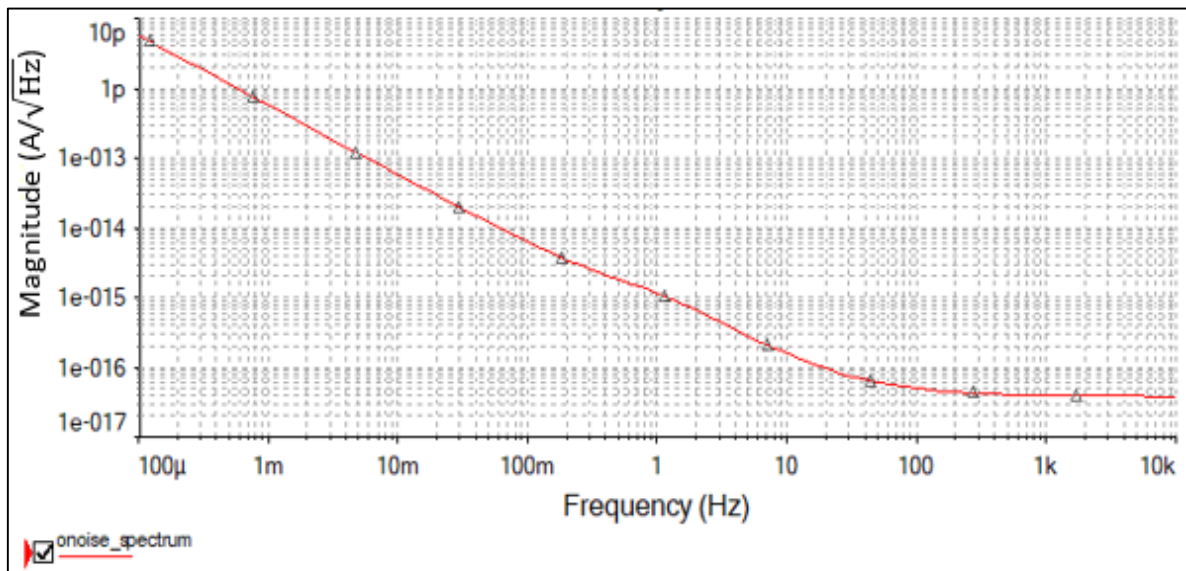
**Gráfica 4-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Respuesta en frecuencia del filtro pasa altos propuesto.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

#### 2.3.4 Análisis de Ruido

El análisis de ruido en la tarjeta analógica resulta ser relevante en el TIA y en el filtro pasa altos dado que estos proveen la señal de ruido a la unidad de DAQ. Una vez discutidas las topologías que constituyen el TIA y el filtro pasa altos, se deben escoger los componentes para implementarlas de modo que su contribución de ruido a la señal sea mínima. Considerando lo anterior, se ha escogido un amplificador operacional LT1792ACN8 de Analog Devices cuyos PSDs de voltaje y corriente de ruido son de  $4.2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  y de  $1 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$  (Analog Devices [sin fecha]), respectivamente, y las resistencias que establecen los valores de ganancia del TIA son de película metálica en lugar de las comunes resistencias de carbón debido a su menor contribución de ruido  $1/f$ .

Para evaluar el ruido intrínseco del TIA junto con el filtro pasa altos se ha simulado el circuito usando Multisim 14.1. El resultado del análisis de ruido se muestra en la Gráfica 5-2. Puede apreciarse en la gráfica que el nivel máximo de la PSD de ruido referida a la entrada del circuito corresponde a un valor de  $1 \cdot 10^{-11} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$  debido al uso de los componentes anteriormente mencionados.

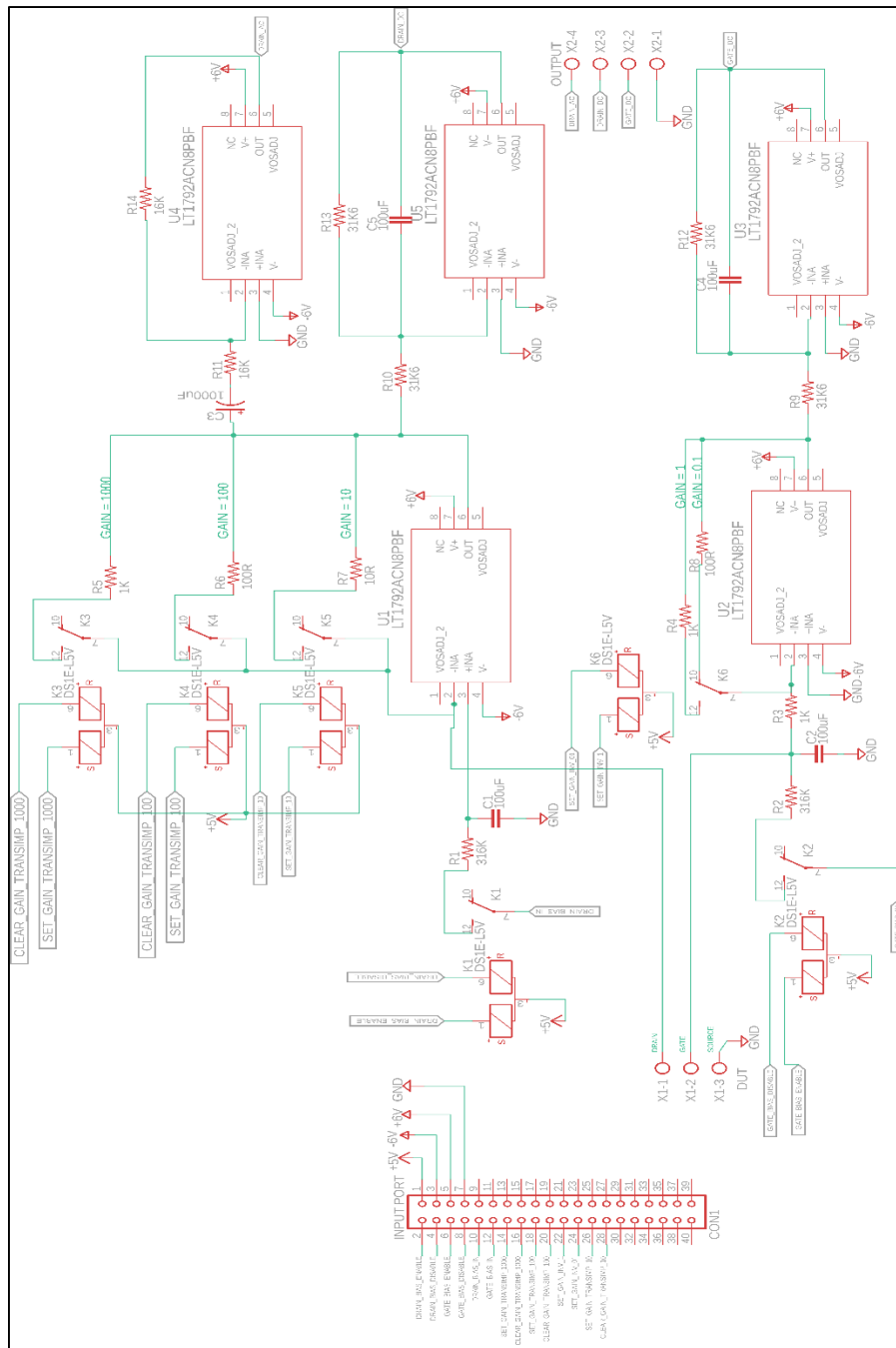


**Gráfica 5-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Análisis de ruido amplificador de transimpedancia junto con el filtro pasa altos.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

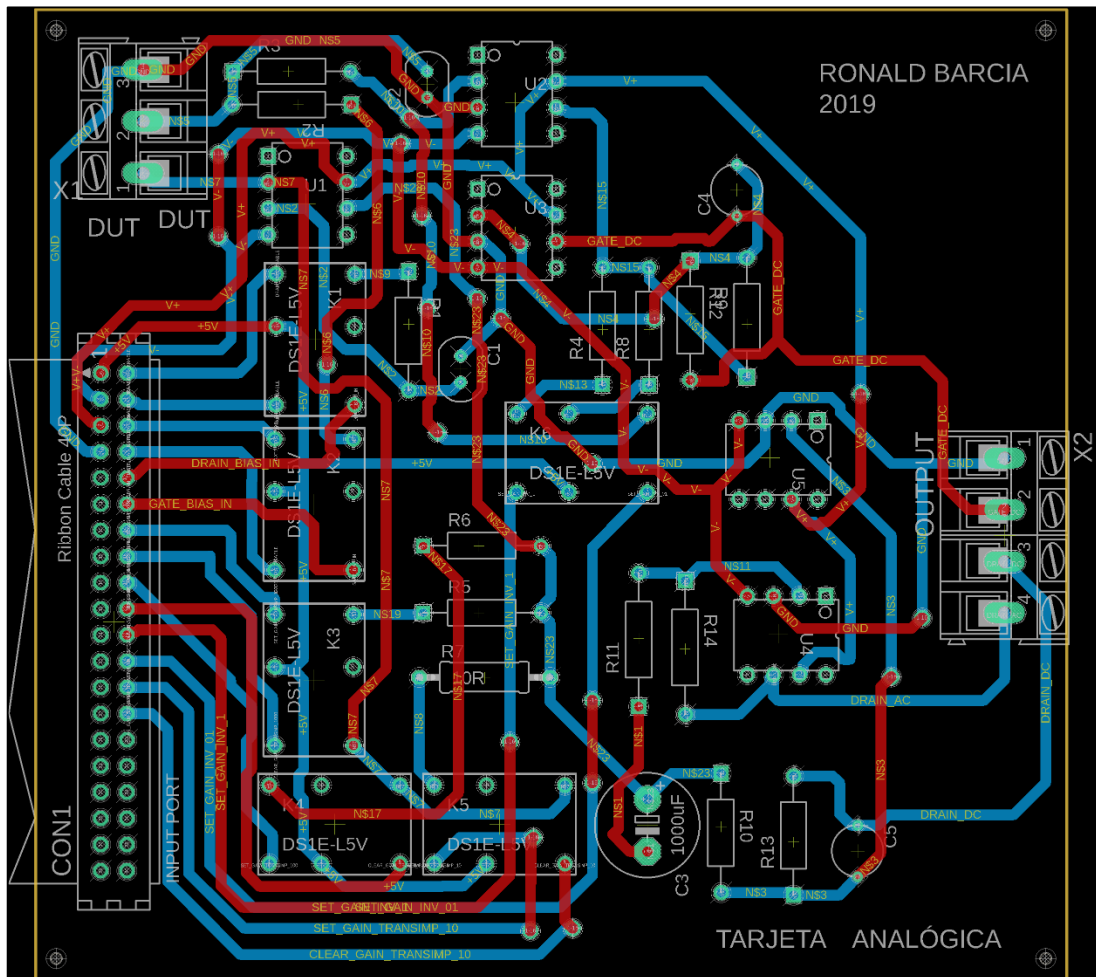
### 2.3.5 Implementación

La tarjeta analógica fue diseñada para fabricarse en una placa de circuito impreso usando el software Autodesk Eagle 9. El esquema del circuito se muestra en la Figura 6-2 y el diseño de la placa de circuito impreso se muestra en la Figura 7-2. Se puede apreciar en ambas figuras que la conexión con la tarjeta digital se establece mediante un conector de 40 pines, el cual transporta señales de control de los relés que conmutan las resistencias para programar la ganancia en cada amplificador y para establecer la polarización en el DUT, voltajes de alimentación de los amplificadores operacionales y voltajes de polarización para el DUT. El DUT se conecta a la tarjeta analógica mediante una bornera de 3 pines y en la salida de la tarjeta analógica se encuentra una bornera de 4 pines de la cual se obtiene la señal de ruido (señal de corriente), corriente de polarización, voltaje de polarización y tierra. Los relés usados en la tarjeta analógica son de enclavamiento de dos bobinas, de modo que no necesitan estar continuamente alimentados para conmutar, lo cual minimiza el consumo de energía.



**Figura 6-**Diagrama esquemático para fabricación de circuito impreso de la tarjeta analógica.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.



**Figura 7-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Diseño de la placa circuito impreso de la tarjeta analógica.

Realizado por: Barcia Ronald, 2019.

## 2.4 Tarjeta Digital

La tarjeta digital se encarga de: controlar la ganancia en los amplificadores de la tarjeta analógica, monitorear el nivel de la alimentación del instrumento, comunicarse con la unidad de control y elaboración de datos, establecer voltajes de polarización en el DUT.

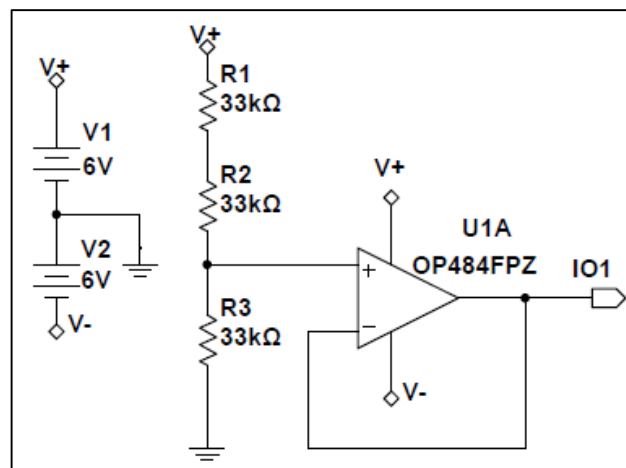
En general, la tarjeta digital se divide en tres etapas (como indica la Figura 1-2) que se indican en las siguientes secciones.



### 2.4.1 Monitoreo de Alimentación

El microcontrolador debe ser capaz de poder leer los niveles de voltaje en las baterías del bloque de alimentación para poder realizar el monitoreo, por tanto, se requiere de acondicionamiento de señal para que dichos niveles de voltaje puedan ser leídos por los convertidores analógico – digital del microcontrolador.

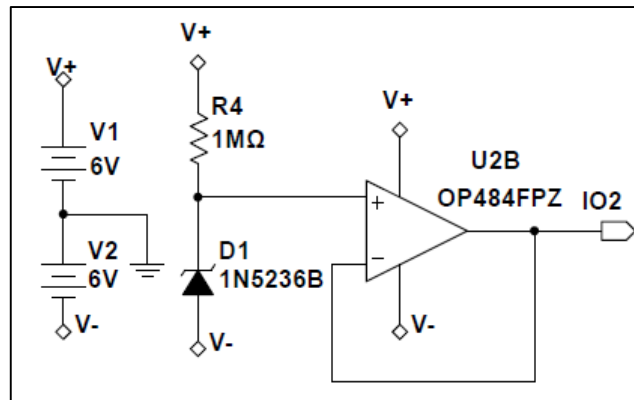
Para monitorear el voltaje de la batería que provee de alimentación de +6V a los componentes del instrumento se propone el uso de un divisor de voltaje con factor de atenuación de 1/3, de modo que si el voltaje es menor a 2V entonces la batería está descargándose. Dicho divisor de voltaje debe estar acompañado de un seguidor de voltaje para ser compatible con la circuitería de muestreo y retención del convertidor analógico – digital del microcontrolador. La topología propuesta de monitoreo de voltaje positivo se muestra en la Figura 8-2. Los valores de las resistencias fueron escogidos para minimizar el consumo de corriente, siendo así de  $60.6061\mu\text{A}$ . El seguidor de voltaje es diseñado usando un amplificador operacional OP484FPZ, el cual tiene un voltaje de desviación de salida de  $65\mu\text{V}$  (Analog Devices [sin fecha]), lo cual lo hace apto para esta aplicación.



**Figura 8-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Circuito para monitoreo de voltaje de alimentación positivo.

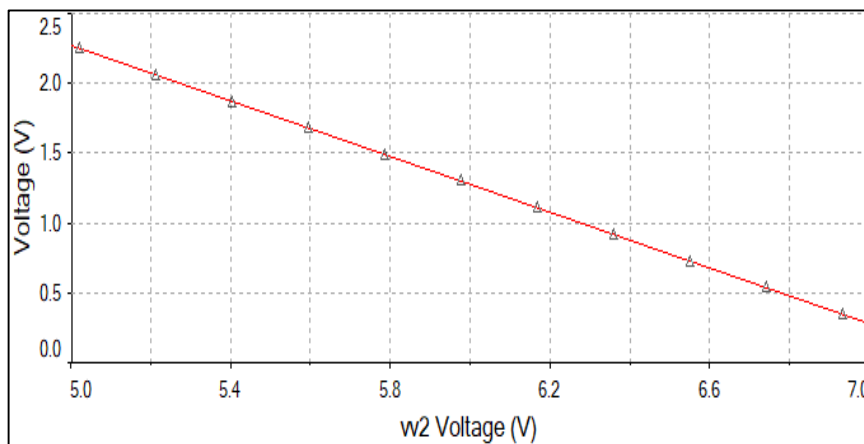
Realizado por: Barcia Ronald, 2019.

Para monitorear el voltaje de la batería que provee de alimentación de -6V a los componentes del instrumento se propone el uso del circuito mostrado en la Figura 9-2. El diodo Zéner mostrado en el circuito es de 7.5V. Una simulación realizada del circuito de la Figura 9-2 se muestra en la Gráfica 6-2, donde se muestra el voltaje de salida en función de la variación del voltaje de alimentación negativo.



**Figura 9-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Circuito para monitoreo de voltaje de alimentación negativo.

Realizado por: Barcia Ronald, 2019.



**Gráfica 6-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.:

Variación del voltaje de salida del circuito de monitoreo de voltaje de alimentación negativo.

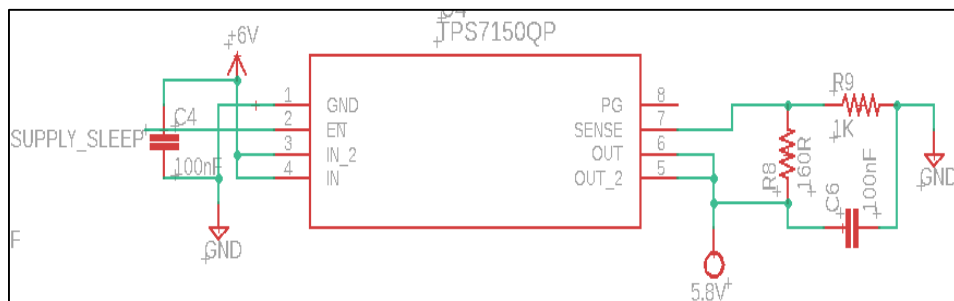
Realizado por: Barcia Ronald, 2019.

### 2.4.2 Polarización

Las condiciones de polarización del DUT deben ser impuestas en la región lineal del dispositivo y no muy lejos de la región de corte, por tanto, no se requieren de voltajes de polarización muy grandes, lo cual hace posible el uso de convertidores digital – analógicos (DAC) para polarizar el DUT, que pueden ser controlados por el microcontrolador. Sin embargo, el uso de DACs como fuentes de polarización es recomendado solo si usa circuitería para disminuir el ruido que éstos pueden inyectar en el DUT (Scandurra y Ciofi 2011). Una solución a esto es el uso de circuitos de muestreo y retención (el bloque de supresión de ruido en la tarjeta analógica en la Figura 1-2).

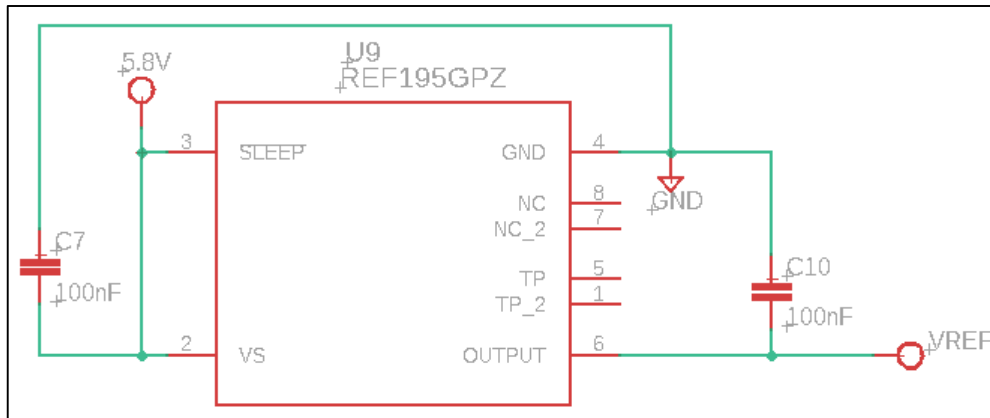
En este proyecto se usan dos DACs para la polarización del DUT, considerando que el DUT sea un MOSFET o un BJT. Los DACs usados tienen una resolución de 12-bits, lo que permite un mayor rango de voltajes de polarización. En concreto, los DACs usados en este proyecto son dos MAX539BCPA+ (Maxim Integrated 1997) que son controlados por el microcontrolador mediante comunicación SPI.

La alimentación de los DACs es regulada por un regulador de circuito integrado TPS7150QP (Texas Instruments 2003) cuya característica de poca caída de voltaje lo hace apto para esta aplicación. Su conexión se muestra en la Figura 10-2, donde se aprecia que la salida es de 5.8V al usar el arreglo de resistencias que se indica. Esto es para poder obtener voltajes de salida de 5V. La referencia de voltaje para los DACs es regulada por un integrado REF195GPZ (Analog Devices 2011) y su conexión se muestra en la Figura 11-2.



**Figura 10-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Diagrama esquemático de la conexión del regulador de 5V para alimentación de los convertidores analógico digital.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.



**Figura 11-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Diagrama esquemático de la conexión de la referencia de voltaje de 5V para los convertidores analógico – digital.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

### 2.4.3 Control del Sistema

El bloque de control del sistema debe gestionar el control de ganancias de amplificadores, comunicación con la unidad de elaboración de resultados. El núcleo del control del sistema está constituido por un microcontrolador ATMEGA328APU (Atmel 2016) debido a que éste dispone de convertidores analógico – digital que son útiles para el monitoreo de alimentación, además de un número suficiente de puertos de entrada/salida para el manejo de los relés de los amplificadores en el pre amplificador de bajo ruido en la tarjeta analógica y capacidades de comunicación USART para la gestión de comunicación con la unidad de elaboración de resultados.

La alimentación del microcontrolador es regulada por un integrado TPS7150QP cuya conexión se muestra en la Figura 12-2.



**Figura 12-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Diagrama esquemático de la conexión del regulador de 5V para alimentación del microcontrolador.

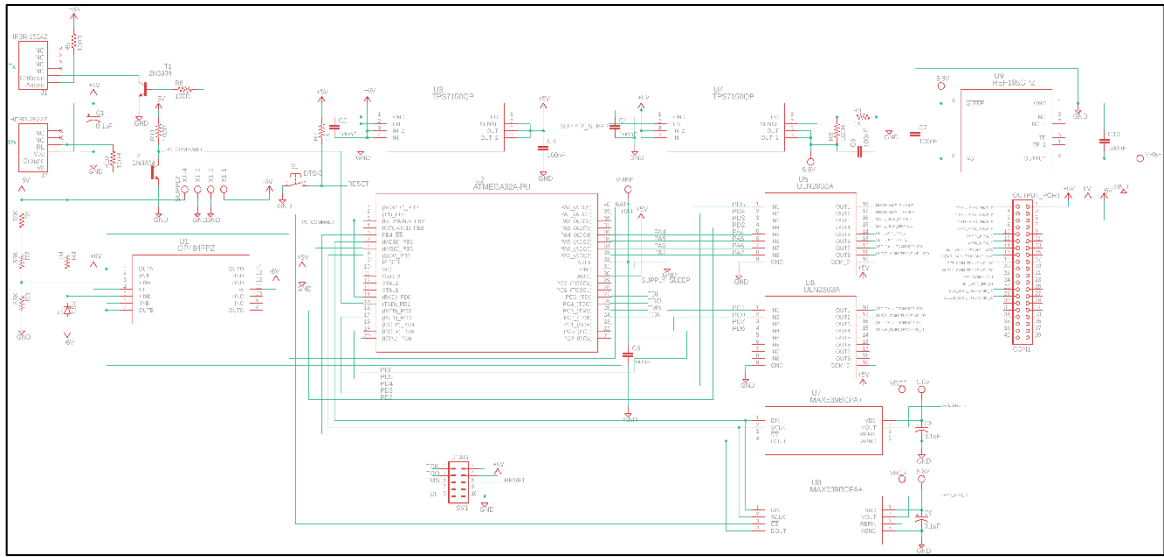
**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

El microcontrolador puede controlar los relés de la tarjeta analógica mediante el uso de un controlador dedicado para relés, de modo que disminuye el consumo de corriente de los puertos del microcontrolador y además provee de diodos de libre circulación para la protección de los mismos. En concreto, se usa el controlador de relés ULN2803A (STMicroelectronics 2018) el cual es un integrado que contiene 8 arreglos de transistores en Darlington junto con diodos de libre circulación para el manejo de cargas inductivas.

## 2.4.4 Implementación

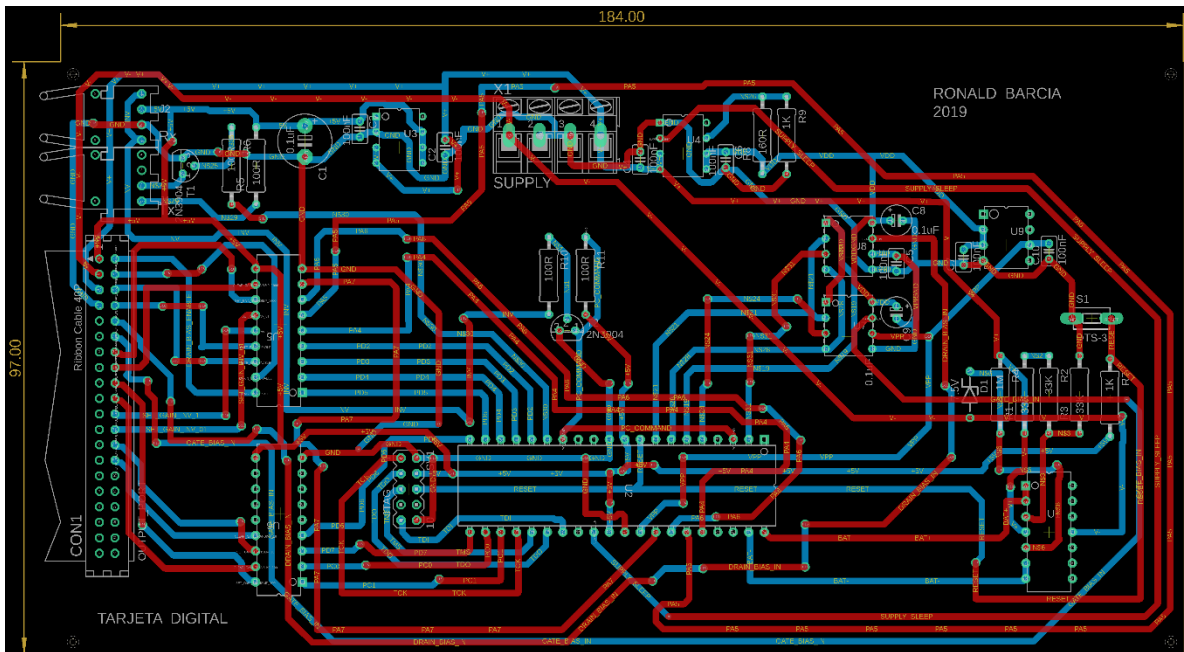
### 2.4.4.1 Diseño del Circuito

La tarjeta digital fue diseñada para fabricarse en una placa de circuito impreso usando el software Autodesk Eagle 9. El esquema del circuito se muestra en la Figura 13-2 y el diseño de la placa de circuito impreso se muestra en la Figura 14-2. Se puede apreciar en ambas figuras que la conexión con la tarjeta digital se establece mediante un conector de 40 pines, el cual transporta señales de control, alimentación y polarización del DUT. Las baterías del bloque de alimentación se conectan a la tarjeta digital mediante una bornera de 4 pines.



**Figura 13-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Diagrama esquemático para fabricación de circuito impreso de la tarjeta digital.

Realizado por: Barcia Ronald, 2019.



**Figura 14-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Diseño de la placa circuito impreso de la tarjeta analógica.

Realizado por: Barcia Ronald, 2019.

#### 2.4.4.2 Firmware de la Unidad de Control del Sistema

El firmware del microcontrolador que constituye la unidad de control del sistema fue desarrollado en el entorno de programación Atmel Studio 7 brinda un entorno transparente y fácil de usar para escribir, construir y depurar sus aplicaciones escritas en lenguaje C / C ++ o código ensamblador (Microchip Technology [sin fecha]). El firmware fue escrito en C y en él se describen las instrucciones que debe ejecutar el microcontrolador para la gestión de alimentación, accionamiento de relés y manejo de DACs para el control de la tarjeta analógica y el manejo de la interfaz de comunicación. Todas estas tareas son ejecutadas mediante la recepción de comandos programados bajo el estándar SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments) (SCPI Consortium 1999), los cuales definen la manera en cómo el microcontrolador responde ante las acciones ordenadas por la unidad de control y elaboración de datos. Una lista de estos comandos y su descripción aplicados en este proyecto se muestra en la Tabla 1-2.

Los comandos SCPI programados en el firmware de la unidad de control del sistema permiten que el instrumento sea accionado mediante un terminal serial emulado en un computador para propósitos de pruebas y mediante la unidad de control y elaboración de resultados (descrita en la sección 2.7) a través de una interfaz gráfica para una mayor accesibilidad al usuario.

**Tabla 1-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Comandos programados en el firmware de la unidad de control del sistema.

<b>Sintaxis del Comando SCPI</b>	<b>Descripción</b>	<b>Valor de los Parámetros</b>	<b>Ejemplos</b>
*IDN?	Devuelve la versión actual del instrumento	N/A	*IDN?
*SLP	Activa el modo de bajo consumo del microcontrolador	N/A	*SLP

*WKP	Desactiva el modo de bajo consumo del microcontrolador	N/A	*WKP
:SYST:STAT?	Devuelve un mensaje indicando el estado del instrumento (valores de ganancia, voltajes de polarización, estado de relés de polarización)	N/A	:SYST:STAT?
:SYST:BATT?	Devuelve un mensaje indicando el voltaje en las baterías de la unidad de alimentación	N/A	:SYST:BATT?
:SET:<channel>:GAIN:<gainValue>	Establece la ganancia en el canal <channel>, con el valor <gainValue>	<channel>: DRAIN, GATE <gainValue>: Para DRAIN: 0, 10, 100, 1000; para GATE: 0.1, 1	:SET:GATE:GAIN:0. 1 :SET:DRAIN:GAIN: 10 :SET:GATE:GAIN:1

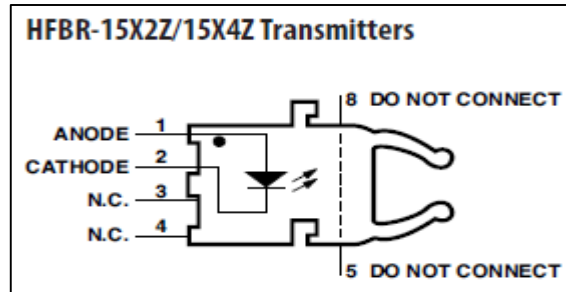


:SRC:<channel>:LVL:<biasVoltage> e>	Establece el voltaje de polarización de valor <biasVoltage> en el canal <channel>	<channel>: DRAIN, GATE, BOTH <biasVoltage>: cualquier valor entre 0 y 5.	:SRC:DRAIN:LVL:3.5 :SRC:GATE:LVL:1.3 :SRC:BOTH:LVL:4
:OUT:<channel>:<status>	Activa o desactiva el relé de polarización en el canal <channel> en función del valor de <status>	<channel>: DRAIN, GATE, BOTH <status>: ON, OFF.	:OUT:GATE:ON :OUT:DRAIN:OFF :OUT:BOTH:OFF

Realizado por: Barcia Ronald, 2019.

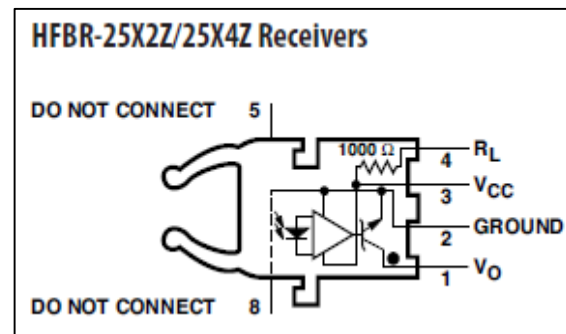
## 2.5 Interfaz de Comunicación

La interfaz de comunicación permite el intercambio de información y comandos entre la tarjeta digital y la unidad de control y elaboración de datos, además, no debe contribuir con ruido al instrumento. Considerando lo anterior, la interfaz de comunicación es implementada mediante dispositivos optoelectrónicos. En concreto, se ha usado dos transmisores de fibra óptica HFBR-1524Z y dos receptores de fibra óptica HFBR-2522Z (Avago Technologies 2014) (un par transmisor y receptor tanto para la tarjeta digital como para la unidad de control y elaboración de resultados), cuyos diagramas funcionales se muestran en las Figuras 15-2 y 16-2, respectivamente.



**Figura 15-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Diagrama funcional del receptor óptico HFBR-1524Z.

**Fuente:** (Avago Technologies 2014).

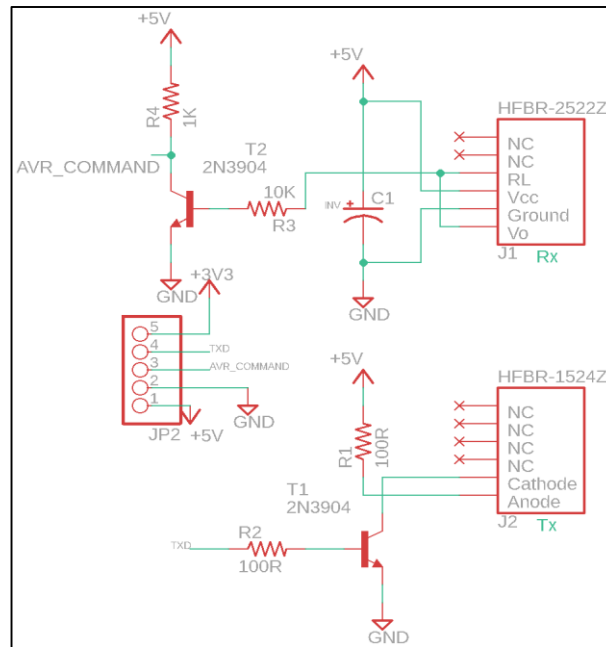


**Figura 16-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Diagrama funcional del receptor óptico HFBR-2522Z.

**Fuente:** (Avago Technologies 2014).

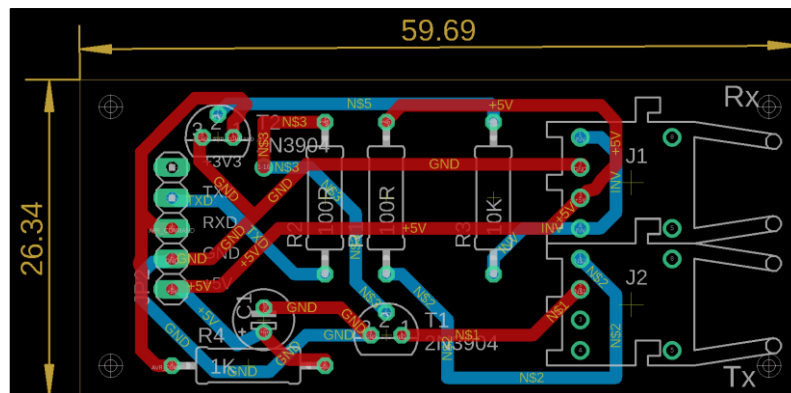
Como se indica en la Figura 15-2, el transmisor consiste en un LED, el cual debe ser controlado para transmitir las señales eléctricas digitales en forma de luz. En la Figura 16-2 se puede observar que, la salida del receptor de fibra óptica se obtiene del colector de un transistor de unión bipolar NPN, por lo cual requiere de una resistencia para establecer un estado lógico alto en el colector (pull-up) y esto hace que cuando el fotodiodo conectado al amplificador operacional reciba un pulso de luz, es decir, ha recibido un bit 1, la salida del receptor óptico devuelva un bit 0, por tanto, se requiere de un inversor a la salida del receptor óptico. Todas estas consideraciones fueron diseñadas e implementadas en la tarjeta digital y además en una tarjeta de comunicación adicional para comunicar la unidad de control y elaboración de datos con la tarjeta digital, ambas enlazadas mediante dos cables

de fibra óptica HFBR-RLS001Z (Avago Technologies 2013). El diagrama esquemático y el diseño de placa de circuito impreso para la interfaz de comunicación se muestran en las Figuras 17-2 y 18-2, respectivamente.



**Figura 17-**Diagrama esquemático para fabricación de circuito impreso de la tarjeta digital.

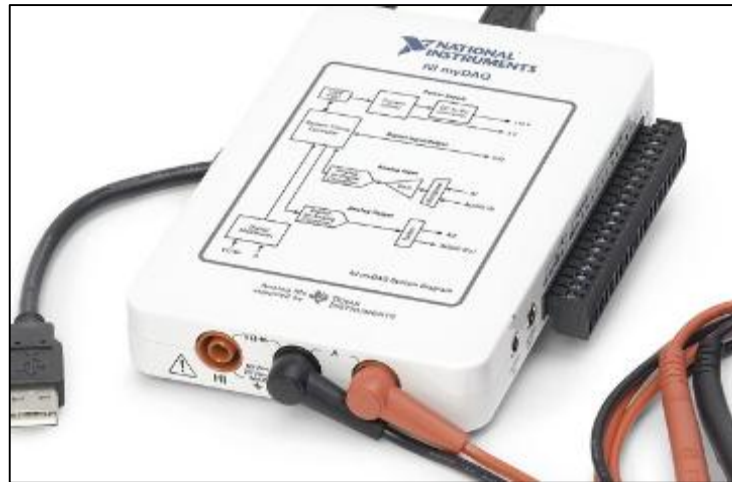
Realizado por: Barcia Ronald, 2019.



**Figura 18-**Diseño de la placa circuito impreso de interfaz de comunicación.

## 2.6 Unidad de Adquisición de Datos

La unidad de adquisición de datos está compuesta por dos dispositivos de adquisición de datos NI myDAQ (National Instruments [sin fecha]), los cuales constan cada uno de dos entradas analógicas configurables como diferenciales o de referencia común. En este caso, se usan 3 entradas analógicas para adquirir el voltaje de polarización de compuerta del DUT, la corriente de polarización de drenador del DUT y la señal de corriente de ruido proveniente del DUT. El dispositivo de adquisición de datos usado en este proyecto se muestra en la Figura 19-2.



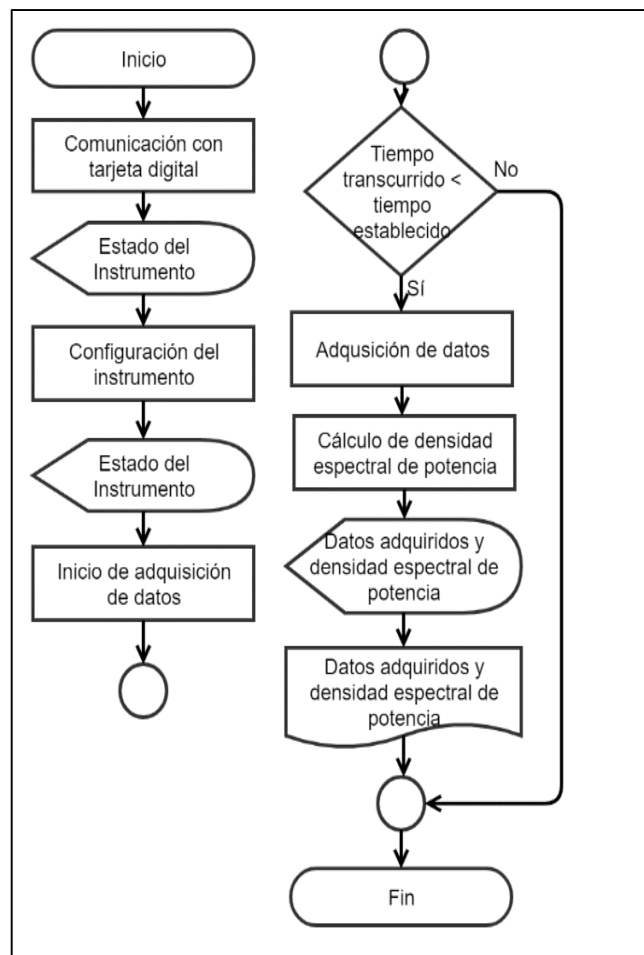
**Figura 19-**¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1;Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.:  
Dispositivo de adquisición de datos NI myDAQ.

**Fuente:** (National Instruments [sin fecha])

## 2.7 Control y Elaboración de Resultados

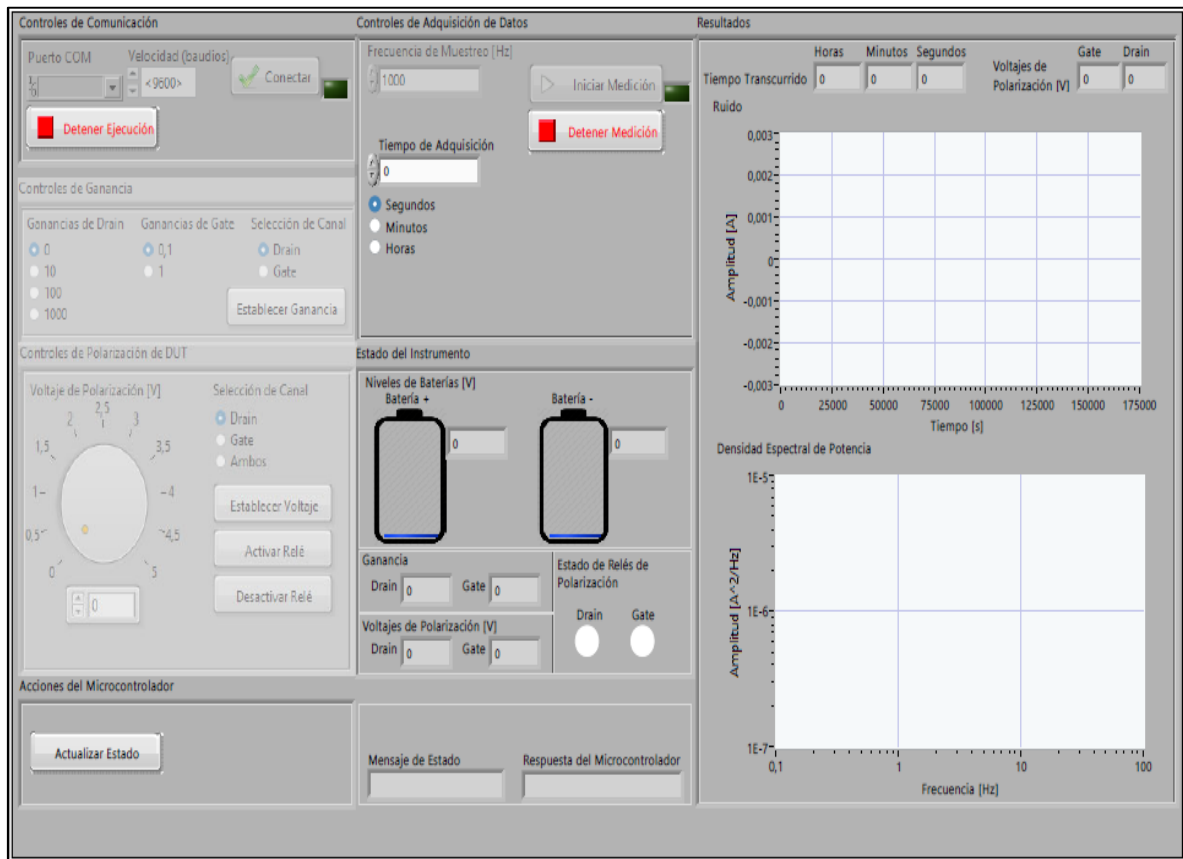
La unidad de control del instrumento y de elaboración de resultados está basada en un computador personal, en el cual se ha desarrollado un software en el entorno de desarrollo LabVIEW 2018 para la gestión de estas tareas. LabVIEW ofrece un enfoque de programación gráfica que facilita la visualización de cada aspecto de la aplicación desarrollada, incluyendo configuración de hardware, datos de medidas y depuración. Esta característica facilita integrar hardware para medición de cualquier proveedor, representar una lógica compleja en el diagrama, desarrollar algoritmos de análisis de datos y diseñar interfaces de usuario personalizadas (National Instruments [sin fecha]).

La aplicación para el control y elaboración de resultados permite establecer la comunicación con la tarjeta digital de una manera amigable para el usuario mediante una interfaz gráfica. Un diagrama de flujo de la aplicación se muestra en la Figura 20-2, donde se indica el uso de la aplicación. El usuario debe establecer la comunicación entre el computador personal y el instrumento de LFNM para recibir el estado del mismo. Una vez establecida la comunicación se debe configurar el instrumento estableciendo voltajes de polarización de compuerta y drenador para polarizar al DUT en un punto de operación específico, establecer ganancias en el pre amplificador de bajo ruido y la duración de la medición. Posteriormente, se inicia la adquisición de datos y se muestran los datos adquiridos (corriente de ruido en función del tiempo) y resultados (PSD del ruido adquirido) en forma de gráficos durante el tiempo de adquisición establecido previamente en la configuración del instrumento. Finalmente, la aplicación crea tres archivos donde se registran los datos de la adquisición de ruido, los datos de corrientes y voltajes de polarización y la PSD del ruido adquirido para que el usuario pueda mantener un registro escrito de estas medidas. La interfaz gráfica desarrollada para la aplicación se muestra en la Figura 21-2.



**Figura 20-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Diagrama de flujo de la aplicación para el control y elaboración de resultados.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.



**Figura 21-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Interfaz gráfica de la aplicación desarrollada para el control y elaboración de resultados.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

## **CAPÍTULO III**

### **3. DISCUSIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS**

#### **3.1 Introducción**

En esta sección se detallan los costos implicados en la fabricación del sistema, se describen los resultados obtenidos de las mediciones de ruido de baja frecuencia realizadas mediante la instrumentación desarrollada sobre algunos dispositivos electrónicos y se comparan dichos resultados con los modelos que describen el comportamiento del ruido (véase la sección 1.4) en cada dispositivo electrónico y con el ruido propio de la instrumentación.

#### **3.2 Análisis de Costos de Implementación del Sistema**

Los costos de implementación del sistema se muestran en la Tabla 1-3, donde puede apreciarse que se tiene un mayor costo en el bloque de adquisición de datos. El costo total de implementación del sistema es de \$823,98.

**Tabla 1-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Condiciones de polarización para mediciones de ruido de baja frecuencia en resistencias.

Módulo del Sistema	Concepto	Inversión [€]
Tarjeta Analógica	Amplificadores Operacionales LT1792	56,91
	Resistores de Película Metálica	11
	Capacitores	0,4
	Relés biestables	34,92
	Fabricación de la placa de circuito impreso	4
Tarjeta Digital	Microcontrolador ATMEGA32APU	10,42
	Convertidores Digital – Analógico MAX539BCPA+	23,24
	Controladores de Relés ULN23A	2,4
	Reguladores de Voltaje 5V TP150Q	5,4
	Referencia de Voltaje REF195GPZ	4,17
	Resistores	0,4
	Capacitores	0,8
	Amplificador Operacional OP484FPZ	12,52
	Fabricación de la placa de circuito impreso	10
Interfaz de Comunicación	Emisores de Fibra Óptica HFBR-1524Z	22,1
	Receptores de Fibra Óptica HFBR-2522Z	22,1
	Resistores	0,2
	Capacitores	0,2
	Transistores de unión bipolar 2N3904	0,2
	Fabricación de la placa de circuito impreso	2
Adquisición de Datos	Dispositivos de Adquisición de datos NI myDAQ	600
<b>Total</b>		<b>823,38</b>

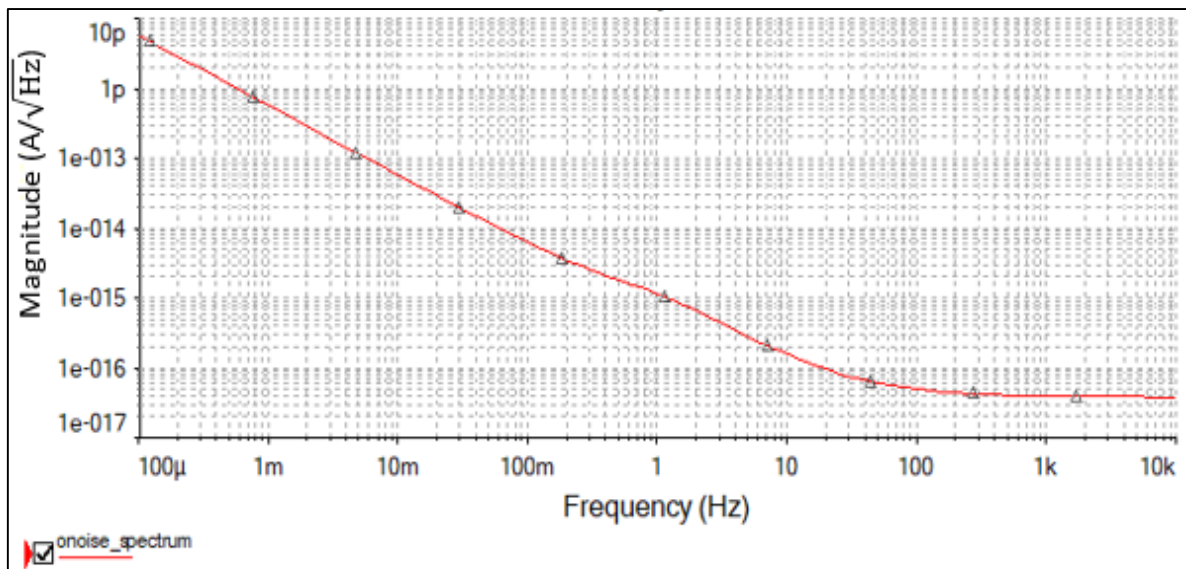
Realizado por: Barcia Ronald, 2019.



### 3.3 Ruido de Fondo de la Instrumentación de Medición de Ruido de Baja Frecuencia

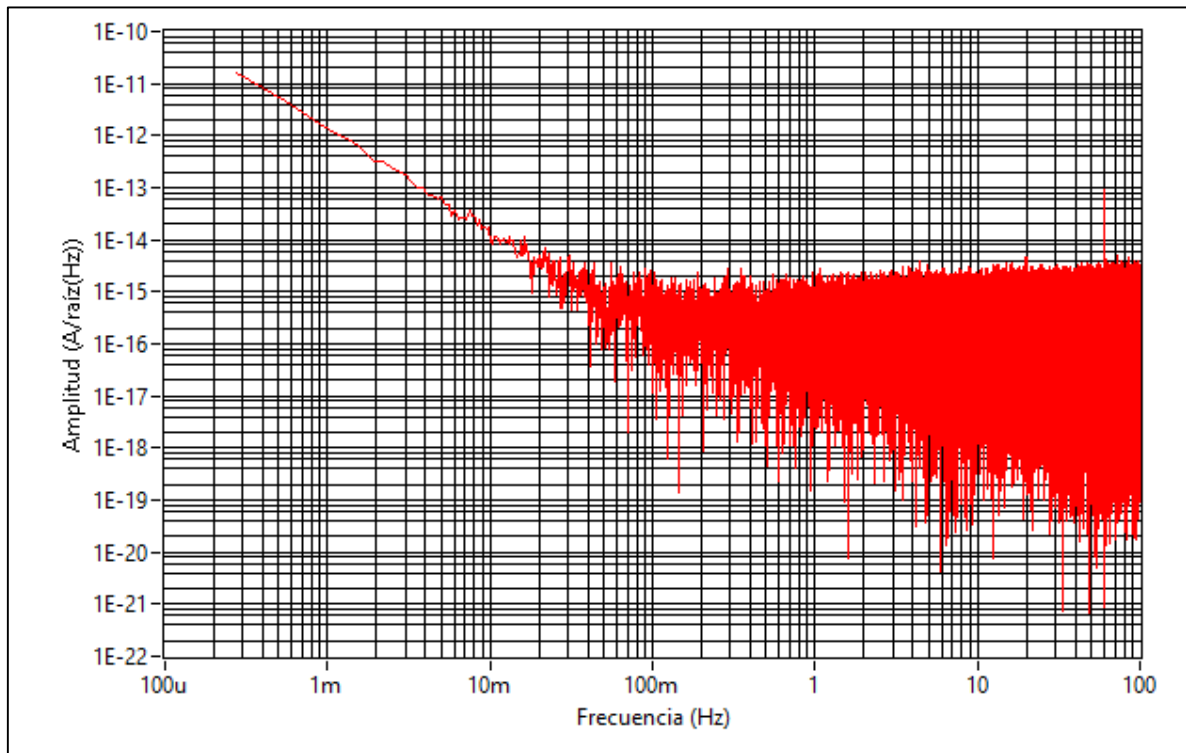
Para verificar el nivel mínimo de ruido que el instrumento puede medir debe detectarse el ruido de fondo del instrumento, procurando que éste sea el mínimo posible. La reducción del ruido de fondo del instrumento se logra mediante la selección adecuada de los componentes de la etapa de amplificación de bajo ruido y filtrado y mediante el empleo de técnicas adecuadas de blindaje electromagnético y de puesta a tierra. En la Gráfica 1-3 se muestra la densidad espectral de corriente de fondo del instrumento obtenida mediante simulaciones realizadas en Multisim 14 y en la Gráfica 2-3 se muestra la densidad espectral de corriente medida. Al comparar ambas gráficas se puede apreciar que la densidad espectral de corriente obtenida mediante medición tiene valores próximos a los obtenidos mediante simulación: una amplitud de  $10^{-12}$  A/ $\sqrt{\text{Hz}}$  a 1 mHz y una amplitud de  $10^{-15}$  A/ $\sqrt{\text{Hz}}$  para frecuencias a partir de 100 mHz.

A pesar de tener valores muy próximos en amplitud, las frecuencias de esquina de ambos espectros difieren, siendo de 100 Hz para la Gráfica 1-3 y de 100 mHz para la Gráfica 2-3. Lo cual indica que el componente de ruido de  $1/f$  mejora en la densidad espectral de corriente obtenida mediante medición con respecto a la obtenida mediante simulación, lo que implica una menor contribución de ruido  $1/f$  por parte del instrumento de LFNM.



**Gráfica 1-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de corriente de ruido de fondo del sistema de medición de ruido de baja frecuencia obtenida mediante simulación.

Realizado por: Barcia Ronald, 2019.



**Gráfica 2-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de corriente de ruido de fondo del sistema de medición de ruido de baja frecuencia obtenida mediante medición.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

### 3.4 Mediciones en Resistores

Para verificar el funcionamiento del sistema de medición de ruido de baja frecuencia en dispositivos electrónicos se realizaron mediciones en resistores de diversos valores. Estas mediciones son comparadas con el ruido de fondo del instrumento para ilustrar el nivel mínimo que puede ser detectado por el mismo. Como fue descrito en la sección 1.4.1 (Ecuación 40-1), los resistores presentan mecanismos de origen de ruido térmico y  $1/f$ , por tanto, los resultados obtenidos de las mediciones deben mostrar ambos componentes y sus valores deben ser consistentes con los modelos de ruido estudiados en el capítulo 1. Las condiciones de polarización para las mediciones que se indican en la Tabla 2-3.

**Tabla 2-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Condiciones de polarización para mediciones de ruido de baja frecuencia en resistencias.

Dispositivo Bajo Prueba (DUT)	Valor [ $\Omega$ ]	Tiempo de Medición [horas]	Voltaje de Polarización (Drain) [V]	Voltaje de Polarización (Gate) [V]	Corriente del DUT [A]
Resistor de carbón	10000	1	1	0	$93,92 \cdot 10^{-5}$
	1000				$95,73 \cdot 10^{-4}$
	100				$1,01 \cdot 10^{-2}$
	10				$875,37 \cdot 10^{-2}$

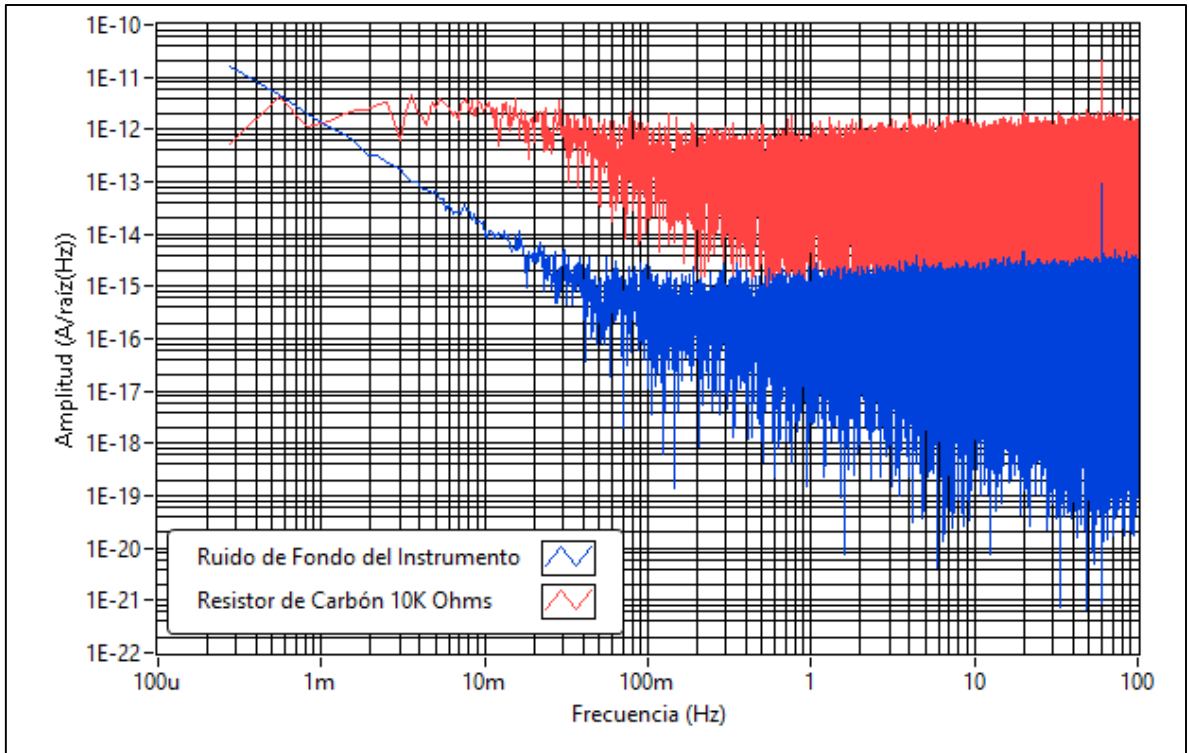
Realizado por: Barcia Ronald, 2019.

En la Gráfica 3-3 hasta la Gráfica 3-7 se muestran los resultados de mediciones de la densidad espectral de corriente para resistores de carbón de diversos valores. Puede apreciarse que la densidad espectral de corriente producida por estos DUTs es superior al ruido de fondo del instrumento y, sus valores son consistentes con los calculados mediante el modelo descrito en la Ecuación 40-1 para el ruido térmico, los cuales se describen en la Tabla 3-3.

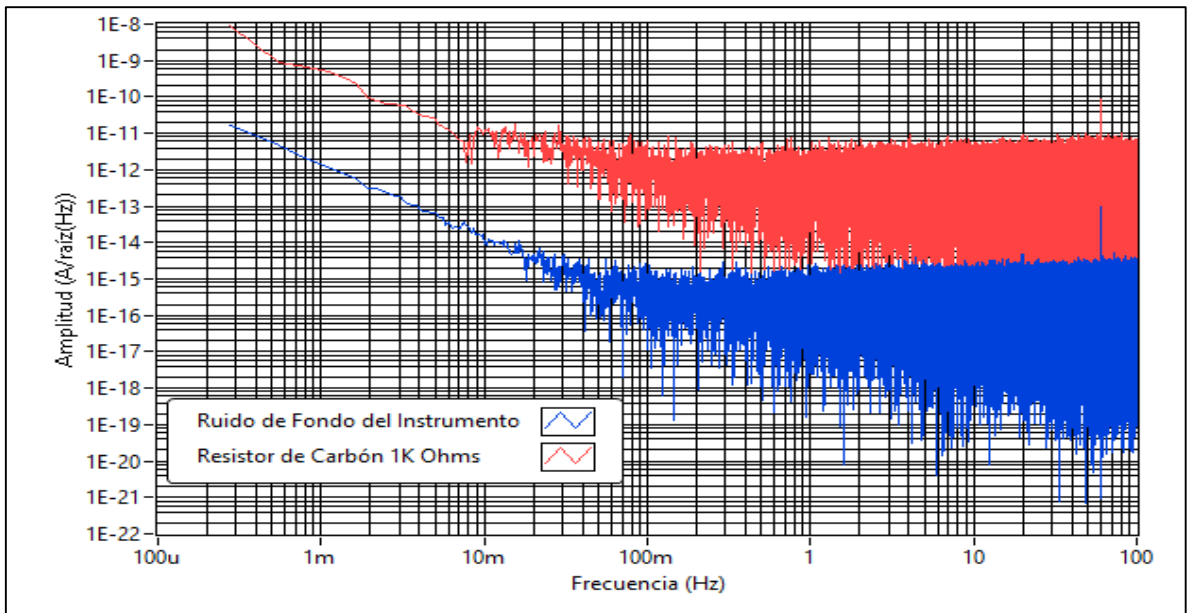
**Tabla 3-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Resultados de mediciones de ruido de baja frecuencia en resistores de carbón.

Dispositivo Bajo Prueba	Valor [ $\Omega$ ]	Tiempo de Medición [horas]	Corriente del DUT [A]	Amplitud de densidad espectral de corriente medida [ $A/\sqrt{Hz}$ ]	Amplitud de densidad espectral de corriente calculada [ $A/\sqrt{Hz}$ ]
Resistor de carbón	10000	1	$93,92 \cdot 10^{-5}$	$1,33 \cdot 10^{-12}$	$1,29 \cdot 10^{-12}$
	1000		$95,73 \cdot 10^{-4}$	$4,30 \cdot 10^{-12}$	$4,07 \cdot 10^{-12}$
	100		$1,01 \cdot 10^{-2}$	$1,17 \cdot 10^{-11}$	$1,29 \cdot 10^{-11}$
	10		$875,37 \cdot 10^{-2}$	$3,69 \cdot 10^{-11}$	$4,07 \cdot 10^{-11}$

Realizado por: Barcia Ronald, 2019.

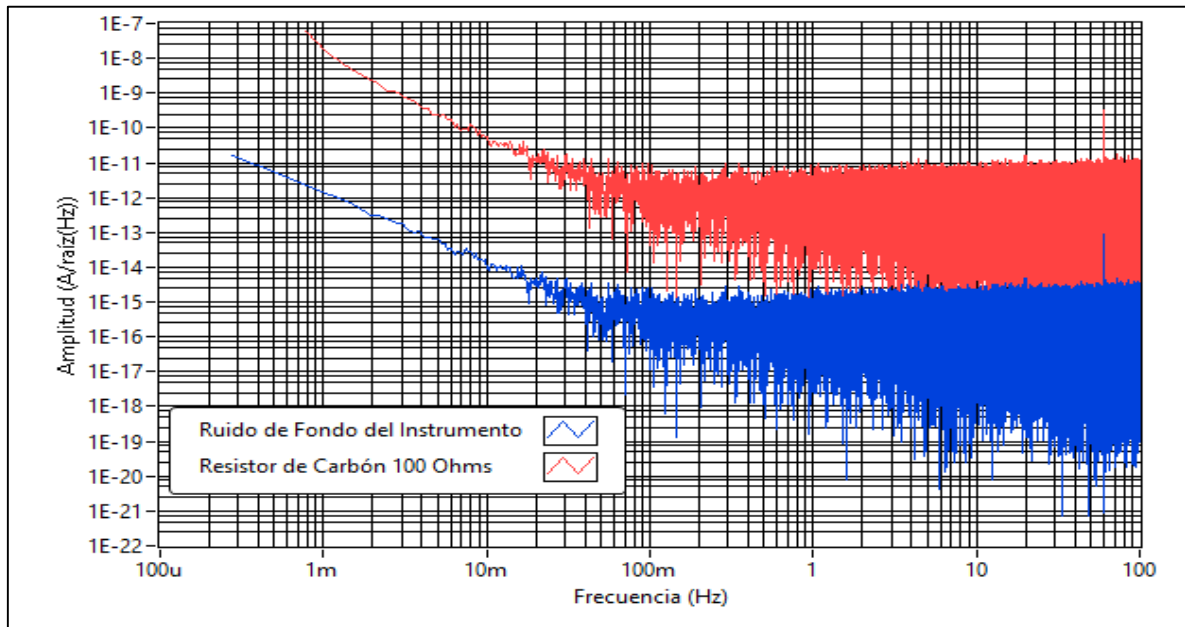


**Gráfica 3-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de corriente de ruido medida en una resistencia de  $10K\Omega$ .  
**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.



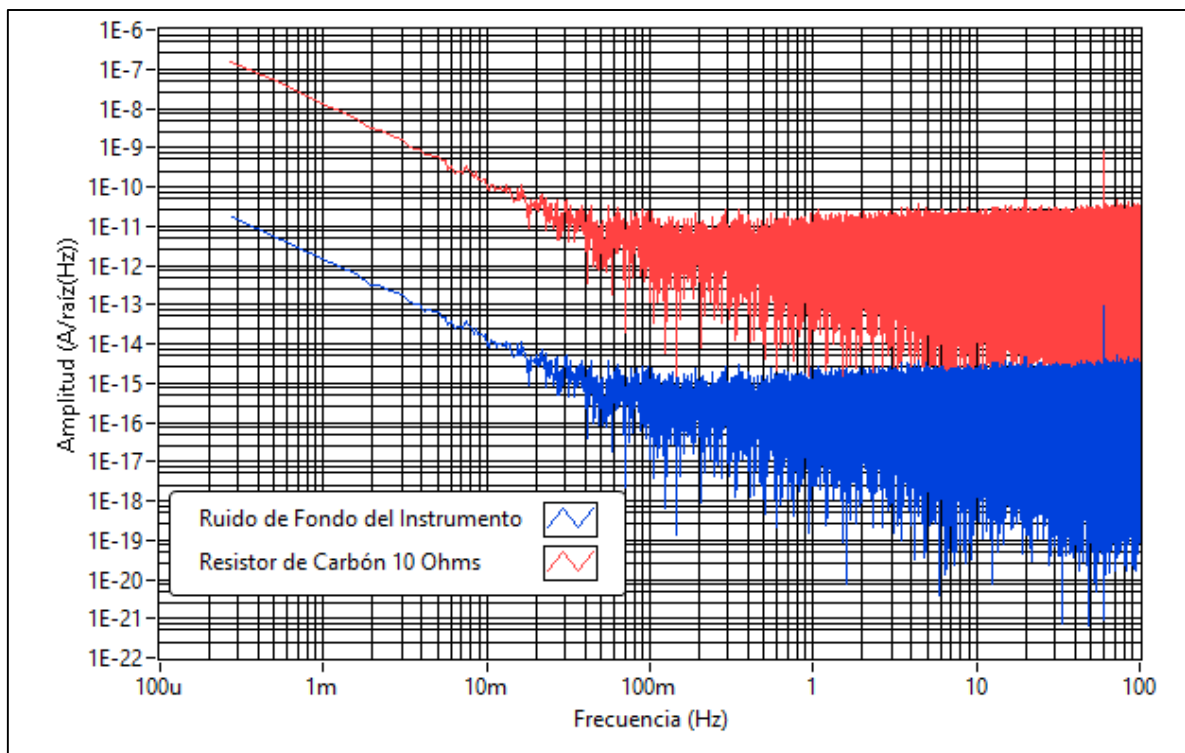
**Gráfica 4-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de corriente de ruido medida en una resistencia de  $1\text{K}\Omega$ .

Realizado por: Barcia Ronald, 2019.



**Gráfica 5-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de corriente de ruido medida en una resistencia de  $100\Omega$ .

Realizado por: Barcia Ronald, 2019.



**Gráfica 6-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de corriente de ruido medida en una resistencia de 10Ω.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

Observando los resultados de la Tabla 3-3 y de las Gráficas 2-3 a la 6-3, puede apreciarse que las mediciones son próximas a los resultados teóricos, presentando pequeños errores, que se determinan en la Tabla 4-3. Los resultados de la Tabla 4-3 muestran un error relativo máximo del 9,34% correspondiente a las mediciones realizadas en resistencias de 10 Ω, disminuyendo en mediciones de resistencias de mayores valores debido a una menor contribución de corriente de ruido. Los picos observados en la frecuencia de 60 Hz se deben a interferencias causadas por la cercanía a tomas de distribución eléctrica, por lo que se requiere de un blindaje electromagnético más adecuado. Sin embargo, los resultados son consistentes con los modelos teóricos.

**Tabla 4-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Comparación de resultados de mediciones de ruido de baja frecuencia en resistores de carbón con modelos teóricos.

Dispositivo Bajo Prueba	Valor [Ω]	Amplitud de densidad espectral de corriente medida [A/√Hz]	Amplitud de densidad espectral de corriente calculada [A/√Hz]	Error absoluto	Error Relativo [%]
Resistor de carbón	10000	$1,33 \cdot 10^{-12}$	$1,29 \cdot 10^{-12}$	$4 \cdot 10^{-14}$	3,10
	1000	$4,30 \cdot 10^{-12}$	$4,07 \cdot 10^{-12}$	$2,3 \cdot 10^{-13}$	5,65
	100	$1,17 \cdot 10^{-11}$	$1,29 \cdot 10^{-11}$	$1,2 \cdot 10^{-12}$	9,3
	10	$3,69 \cdot 10^{-11}$	$4,07 \cdot 10^{-11}$	$3,8 \cdot 10^{-12}$	9,34

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

### 3.5 Mediciones en Transistores de Efecto de Campo

Diversas mediciones en MOSFETs fueron efectuadas para verificar los resultados con los modelos teóricos estudiados en el capítulo 1. Estas mediciones son comparadas con el ruido de fondo del instrumento para ilustrar el nivel mínimo que puede ser detectado por el mismo. Como fue descrito en la sección 1.4.4 (Ecuaciones 21-1 y 22-1), los MOSFETs presentan mecanismos de origen de ruido térmico y 1/f, por tanto, los resultados obtenidos de las mediciones deben mostrar ambos componentes y sus valores deben ser consistentes con los modelos de ruido estudiados previamente.

En este caso los modelos de ruido son influenciados por la transconductancia del dispositivo, por lo que el punto de operación tiene influencia sobre el dispositivo. Estas condiciones de punto de operación usadas durante las mediciones se describen en la Tabla 5-3.

**Tabla 5-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Condiciones de polarización para mediciones de ruido de baja frecuencia en MOSFET IRF3710.

Dispositivo Bajo Prueba (DUT)	Tiempo de Medición [horas]	Voltaje de Polarización (Gate) [V]	Voltaje de Polarización (Drain) [V]	Corriente del DUT [mA]	Transconductancia [ $m\Omega^{-1}$ ]
MOSFET IRF3710	1	3,1	1	11,03	3,56
		3,2	1	11,1	3,47
		3,3	1	12,5	3,79
		3,4	1	13,03	3,82
		3,5	1	13,45	3,84

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

En la Gráfica 7-3 se muestran los resultados de mediciones de la densidad espectral de corriente para un MOSFET de canal N IRF3710 (International Rectifier [sin fecha]), cuyas características eléctricas se indican en la Tabla 6-3. Puede apreciarse que la densidad espectral de corriente producida por el DUT es superior al ruido de fondo del instrumento y, presentando una frecuencia de esquina cercana a 1mHz. Los resultados para de las mediciones comparados con los resultados teóricos (obtenidos de los modelos descritos por las Ecuaciones 21-1 y 22-1) se muestran en la tabla 7-3.

**Tabla 6-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Características Eléctricas de un MOSFET de canal N IRF3710.

Parámetro	Mínimo	Típico	Máximo	Unidades	Condiciones de prueba
Voltaje de ruptura de Drain a Source	100	-	-	V	VGS=0V, ID =250 $\mu$ A
Voltaje de Umbral de Gate	2.0	-	4.0	V	VDS=VGS, ID=250 $\mu$ A
Transconductancia en directa	32	-	-	S	VDS = 25V, ID = 28A

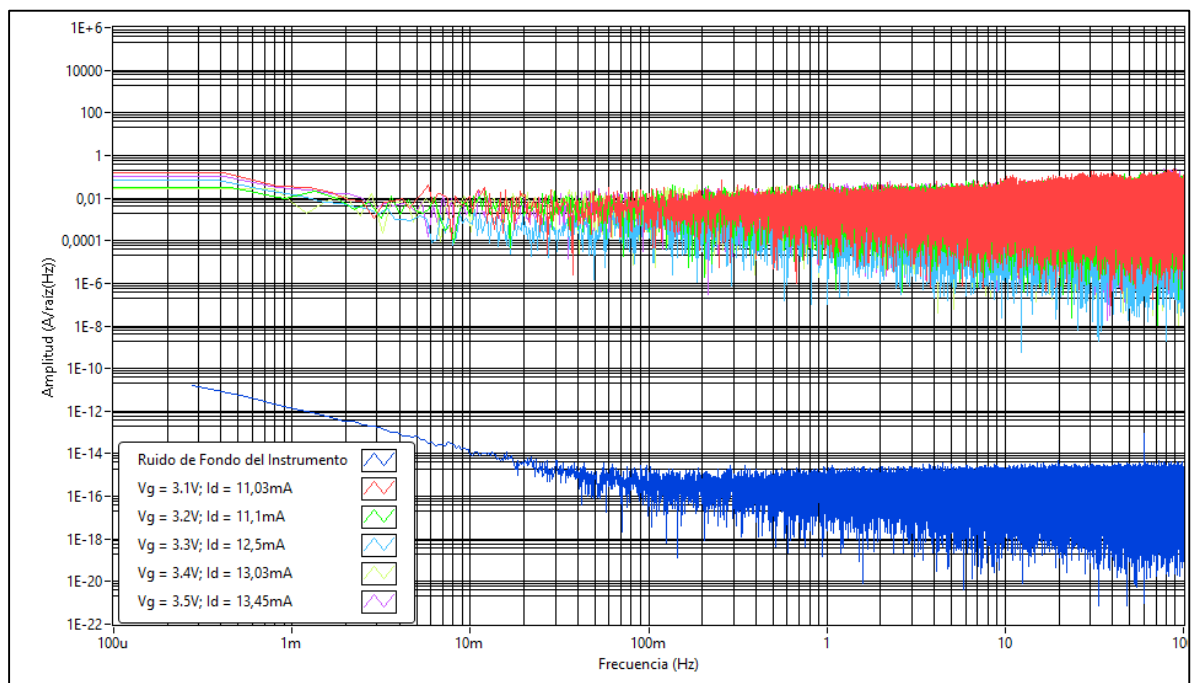
Corriente de Fuga de Drain a Source	-	-	25	$\mu\text{A}$	$V_{DS}=100\text{V}, V_{GS}=0\text{V}$
-------------------------------------	---	---	----	---------------	--

Fuente: (International Rectifier [sin fecha])

**Tabla 7-** ¡Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Resultados de mediciones de ruido de baja frecuencia en MOSFET IRF3710.

Dispositivo Bajo Prueba	Tiempo de Medición [horas]	Transconductancia [ $\text{m}\Omega^{-1}$ ]	Amplitud de densidad espectral de corriente medida [ $\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$ ]	Amplitud de densidad espectral de corriente calculada [ $\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$ ]
MOSFET IRF3710	1	3,56	$1,93 \cdot 10^{-2}$	$2,29 \cdot 10^{-2}$
		3,47	$2,57 \cdot 10^{-2}$	$3,07 \cdot 10^{-2}$
		3,79	$2,76 \cdot 10^{-2}$	$3,29 \cdot 10^{-2}$
		3,82	$3,17 \cdot 10^{-2}$	$3,8 \cdot 10^{-2}$
		3,84	$3,2 \cdot 10^{-2}$	$3,8 \cdot 10^{-2}$

Realizado por: Barcia Ronald, 2019.





**Gráfica 7-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Densidad espectral de corriente de ruido en un MOSFET IRF3710 en diversas condiciones de polarización.

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

Observando los resultados de la Tabla 7-3 se evidencia que existe una diferencia entre niveles de densidad espectral de corriente, las cuales se determinan en la Tabla 8-3. En la Tabla 8-3 se puede evidenciar que el error relativo porcentual en las mediciones tiene un valor promedio de 16,10%, concluyendo que el error aumenta para valores de resistencia de canal bajos (transconductancia alta debido condiciones de polarización en la zona lineal del dispositivo), por lo que se recomienda condiciones de polarización en la zona de sub-umbral. Además, en la Gráfica 7-3, no se observan valores muy altos de ruido  $1/f$  debido a las condiciones de polarización.

**Tabla 8-** Error! Utilice la pestaña Inicio para aplicar Título 1; Título de Primer Nivel al texto que desea que aparezca aquí.: Comparación de resultados de mediciones de ruido de baja frecuencia en MOSFET IRF3710 con modelos teóricos.

Condiciones de Polarización			Amplitud de densidad espectral de corriente medida	Amplitud de densidad espectral de corriente calculada	Error absoluto	Error Relativo [%]
Voltaje de Polarización (Gate) [V]	Voltaje de Polarización (Drain) [V]	Corriente de Drain [mA]	[ $A/\sqrt{Hz}$ ]	[ $A/\sqrt{Hz}$ ]		
3,1	1	11,03	$1,93 \cdot 10^{-2}$	$2,29 \cdot 10^{-2}$	0,0036	15,72
3,2	1	11,1	$2,57 \cdot 10^{-2}$	$3,07 \cdot 10^{-2}$	0,005	16,29
3,3	1	12,5	$2,76 \cdot 10^{-2}$	$3,29 \cdot 10^{-2}$	0,0053	16,11
3,4	1	13,03	$3,17 \cdot 10^{-2}$	$3,8 \cdot 10^{-2}$	0,0063	16,58
3,5	1	13,45	$3,2 \cdot 10^{-2}$	$3,8 \cdot 10^{-2}$	0,006	15,79

**Realizado por:** Barcia Ronald, 2019.

## CONCLUSIONES

- El sistema de medición de ruido de baja frecuencia implementado en este proyecto cumple con los requerimientos establecidos previamente: no contribuye de forma significativa a la señal de ruido generada por el dispositivo bajo prueba. Su alimentación no depende de la red eléctrica, fue diseñado de forma modular, se facilita su uso por medio de una aplicación desarrollada en una interfaz gráfica para computador personal capaz de medir ruido de baja frecuencia en un rango desde 100 $\mu$ Hz hasta 2KHz.
- Los resultados obtenidos en las mediciones se ajustan a los obtenidos mediante cálculos y simulaciones. El ruido de fondo del instrumento tiene una amplitud de  $1 \times 10^{-12}$  A/ $\sqrt{\text{Hz}}$  y  $1 \times 10^{-14}$  A/ $\sqrt{\text{Hz}}$  a 1mHz y 10mHz, respectivamente, y de  $1 \times 10^{-15}$  A/ $\sqrt{\text{Hz}}$  para frecuencias a partir de 100mHz. Aunque varía la frecuencia de esquina de la densidad espectral de corriente, la banda de frecuencia donde se observa ruido 1/f por parte del sistema es más estrecha comparada con la obtenida en simulaciones, lo que implica una menor contribución de ruido 1/f por parte del sistema.
- El sistema está constituido principalmente por una tarjeta analógica y una tarjeta digital. La tarjeta analógica se encarga del acondicionamiento de la señal de ruido de corriente emitida por el dispositivo bajo prueba para poder ser procesada posteriormente por el bloque de adquisición de datos. La tarjeta digital es encargada del control de la tarjeta analógica, de la activación de voltajes de polarización y control de ganancia. Además monitorea la alimentación del sistema y gestiona la comunicación con la unidad de procesamiento y muestra de resultados.

- El sistema fue evaluado de forma satisfactoria, comparando los resultados obtenidos con modelos teóricos con los obtenidos mediante mediciones. Se concluye que los resultados experimentales son muy cercanos a los resultados teóricos, variando en un promedio de 6,85% en el caso de mediciones en resistores y en un 16,1% en el caso de MOSFETs polarizados en la zona lineal.

## **RECOMENDACIONES**

- Se recomienda el diseño de una fuente simétrica que suministre la alimentación para este tipo de aplicaciones, es decir, una fuente de alimentación simétrica de bajo ruido.
- Se recomienda el uso de comunicaciones ópticas en este tipo de aplicaciones para evitar generar interferencia electromagnética en el interior del instrumento, además de componentes de bajo consumo de energía y la operación del microcontrolador en modo de bajo consumo mientras se realicen las mediciones.
- Este hardware usado para la adquisición de datos funciona de forma adecuada para estas aplicaciones. Sin embargo, no permite extender el tiempo de medición, por lo cual las mediciones fueron hechas durante 1 hora. Se recomienda el uso o diseño de hardware de adquisición de datos para estas aplicaciones basado en arreglos programables de compuertas lógicas (FPGA) para lograr una adquisición en tiempo real y con mayores periodos de medición.
- El sistema implementado actualmente está limitado al uso de dispositivos discretos, por lo que se recomienda su modificación para su uso en circuitos integrados debido a que éstos son más susceptibles a defectos en su estructura interna y en sus contactos que pueden detectarse mediante estas mediciones.
- Mejorar los planes de mediciones en dispositivos MOSFETs para medir el ruido de baja frecuencia en condiciones de polarización en sub-umbral y no en zonas lineales.

## **BIBLIOGRAFÍA**

**AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS**, 2019. Electronics Standards. *ASTM International - Standards Worldwide* [en línea]. [Consulta: 11 abril 2019]. Disponible en: <https://www.astm.org/Standards/electronics-standards.html>.

**AN, S. y DEEN, M.J.** "Low-frequency noise in single growth planar separate absorption". *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 47, no. 3 (2000), pp. 537-543.

**AN, S. et al.** "Effect of mesa overgrowth on low-frequency noise in planar separate absorption, grading, charge, and multiplication avalanche photodiodes". *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 35, no. 8 (1999), pp. 1196-1202.

**ANALOG DEVICES**. Precision Micropower, Low Dropout Voltage References REF19x Series [En línea]. 2011. [Consulta: 17 de junio 2019]. Disponible en: <https://www.mouser.es/datasheet/2/609/REF19xSeries-879583.pdf>.

**ANALOG DEVICES**. LT1792 Datasheet [En línea] 2011. [Consulta: 17 junio 2019 a]. Disponible en: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1792f.pdf>.

**ANALOG DEVICES**, OP484 Datasheet [En línea] 2011. [Consulta: 17 junio 2019 b]. Disponible en: [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/OP184\\_284\\_484.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/OP184_284_484.pdf)

**ATMEL**, ATMEGA32A Datasheet [En línea] 2016. [Consulta: 17 junio 2019]. Disponible en: [https://www.mouser.es/datasheet/2/268/Atmel-8155-8-bit-Microcontroller-AVR-ATmega32A\\_Dat-1315340.pdf](https://www.mouser.es/datasheet/2/268/Atmel-8155-8-bit-Microcontroller-AVR-ATmega32A_Dat-1315340.pdf)

**AVAGO TECHNOLOGIES.** HFBR-RXXYYYYZ Series (POF) HFBR-EXXYYYYZ Series (POF) HFBR-CXXYYYYZ Series (POF) Plastic Optical Fiber Cable and Accessories for Versatile Link. [En línea] 2013. Disponible en: <<https://docs-emea.rs-online.com/webdocs/0ad6/0900766b80ad66af.pdf>>

**AVAGO TECHNOLOGIES.** HFBR-0501 Series Versatile Link. [En línea] 2013. Disponible en: <<https://datasheet.octopart.com/HFBR-1524-Avago-datasheet-8217125.pdf>>

**BĂJENESCU, T.I. & BĂZU, M.I.,** *Reliability of Electronic Components: A Practical Guide to Electronic Systems Manufacturing.* Berlin, Alemania: Springer Berlin Heidelberg, 2015. ISBN 978-3-642-58505-0, pp. 329-338

**BĂJENESCU, T.-M.I. & BĂZU, M.I.,** *Reliability Characterisation of Electrical and Electronic Systems.* Oxford, Inglaterra: Woodhead Publishing. ISBN 978-1-78242-221-1, pp. 63-82

**BARACCHINO, L. et al.** "Ultralow-noise programmable voltage source". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, no. 6 (1997), pp. 1256-1261

**BAZU, M. & BAJENESCU, T.,** *Failure Analysis: A Practical Guide for Manufacturers of Electronic Components and Systems.* Hoboken, Reino Unido: John Wiley & Sons, Incorporated. ISBN 978-1-119-99010-9

**BENNETT, W.R.,** *Electrical noise.* [en línea]. Estados Unidos: McGraw-Hill. [Consulta: 30 de octubre de 2018] Disponible en: <<http://hdl.handle.net/2027/wu.89042783910>>

**BENTLEY, J.P.,** *Principles of Measurement Systems.* Oxford, Inglaterra: Pearson Prentice Hall, 2005. ISBN 978-0-13-043028-1, pp. 97-124.

**BEYNE, S., et al.,** "Direct correlation between low-frequency noise measurements and electromigration lifetimes". *2017 IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS)*. vol 24, no. 40 (2017), pp. 6B-3.1-6B-3.8.

**BEYNE, S., et al.,** "Demonstration of low-frequency noise measurements for studying electromigration mechanisms in advanced nano-scaled interconnects". *2017 International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF)*. vol 22, no. 17 (2017) pp. 1-4.

**BUCCI, D.**, *Analog Electronics for Measuring Systems*. Hoboken, New Jersey, Estados Unidos: Wiley-ISTE, 2017. ISBN 978-1-78630-148-2.

**BUCCI, D.**, *Analog Electronics for Measuring Systems*. Hoboken, New Jersey, Estados Unidos: Wiley-ISTE, 2017. ISBN 978-1-78630-148-2, pp129 - 134.

**BUCCI, D.**, *Analog Electronics for Measuring Systems*. Hoboken, New Jersey, Estados Unidos: Wiley-ISTE, 2017. ISBN 978-1-78630-148-2, pp123 - 152.

**CELASCO, M., et al.**, "Thermal-Equilibrium Properties of Vacancies in Metals through Current-Noise Measurements". *Physical Review Letters*, vol. 36, no. 1 (1976), pp. 38-42.

**CHANG, M.-H., et al.**, "Light emitting diodes reliability review". *Microelectronics Reliability*, vol. 52, no. 5 (2012), pp. 762-782

**CIOFI, C., et al.**, "Long term noise measurements and median time to failure test for the characterization of electromigration in metal lines". *Microelectronics Reliability*, vol. 39, no. 11 (1999), pp. 1691-1696

**CIOFI, C., et al.**, "Ultra low-noise current sources". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, no. 1 (1998), pp. 78-81.

**CIOFI, C., et al.**, "Dedicated instrumentation for high sensitivity, low frequency noise measurement systems". *Fluctuation and Noise Letters*, vol. 04, no. 02 (2004), pp. L385-L402

**CIOFI, C., et al.**, "Ultralow-noise PC-Based measurement system for the characterization of the metallizations of integrated circuits". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, no. 4 (1997), pp. 789-793.

**CIOFI, C., & NERI, B.**, "Low-frequency noise measurements as a characterization tool for degradation phenomena in solid-state devices". *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 33, no. 21 (2000), pp. R199

**COOPER, G.R. & MCGILLEM, C.D.**, *Probabilistic Methods of Signal and System Analysis*. 3. Oxford, New York, Estados Unidos: Oxford University Press, The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering, 1998. pp. 209-256

**COOPER, G.R. & MCGILLEM, C.D.**, *Probabilistic Methods of Signal and System Analysis*. 3. Oxford, New York, Estados Unidos: Oxford University Press, The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering, 1998. ISBN 978-0-19-512354-8, pp. 281-286

**COOPER, G.R. & MCGILLEM, C.D.**, *Probabilistic Methods of Signal and System Analysis*. 3. Oxford, New York, Estados Unidos: Oxford University Press, The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering, 1998. ISBN 978-0-19-512354-8, pp. 323-380

**COUCH, L.W.**, *Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos*. 7. México: Pearson Educación, 2008. ISBN 978-970-26-1216-2, pp. 407-420.

**COUCH, L.W.**, *Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos*. 7. México: Pearson Educación, 2008. ISBN 978-970-26-1216-2, pp. 61-65.

**COUCH, L.W.**, *Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos*. 7. México: Pearson Educación, 2008. ISBN 978-970-26-1216-2, pp. 664-705.

**COUCH, L.W.**, *Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos*. 7. México: Pearson Educación, 2008. ISBN 978-970-26-1216-2, pp. 397-475.

**COUCH, L.W.**, *Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos*. 7. México: Pearson Educación, 2008. ISBN 978-970-26-1216-2, pp. 79-86.

**COUCH, L.W.**, *Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos*. 7. México: Pearson Educación, 2008. ISBN 978-970-26-1216-2, pp. 43-61.

**DEEN, M.J.**, 2017. Low-frequency noise in semiconductor devices - state-of-the-art and future perspectives plenary paper. *2017 International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF)*. S.l.: s.n. (2017), pp. 1-4.

**DEEN, M.J. & PASCAL, F.**, *Springer Handbook of Electronic and Photonic Materials* [En línea] Cham: Springer International Publishing, Springer Handbooks, 2017. [Consulta: 10 abril 2019]. Disponible en: <[https://doi.org/10.1007/978-3-319-48933-9\\_20](https://doi.org/10.1007/978-3-319-48933-9_20)>

**DEPARTMENT OF DEFENSE OF UNITED STATES OF AMERICA**, *MIL-STD-750D, Test Methods for Semiconductor Devices* [En línea] 1995. Disponible en: <[https://www.navsea.navy.mil/Portals/103/Documents/NSWC\\_Crane/SD-18/Test%20Methods/MILSTD750.pdf](https://www.navsea.navy.mil/Portals/103/Documents/NSWC_Crane/SD-18/Test%20Methods/MILSTD750.pdf)>

**D'HAEGER, V., STULENS, et al.**, "The use of early resistance and early tcr changes to predict the reliability of on-chip interconnects". *Quality and Reliability Engineering International*, vol. 10, no. 4 (1994), pp. 309-314.

**DIATTA, M., et al.** "Understanding the Failure Mechanisms of Protection Diodes During System Level ESD: Toward Repetitive Stresses Robustness". *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 59, no. 1 (2012), pp. 108-113.

**DILIGENTI, A., et al.**, "Evaluation of Electromigration Activation Energy by Means of Noise Measurements and MTF Tests". *ESSDERC '87: 17th European Solid State Device Research Conference*. S.l.: s.n. (1987), pp. 213-216.

**EUROPEAN STANDARDS**. *CSN EN 62415 - Semiconductor devices - Constant current electromigration test (IEC 62415:2010)* [En línea] European Standards, 2010 [Consulta: 11 abril 2019]. Disponible en: <<https://www.en-standard.eu/csn-en-62415-semiconductor-devices-constant-current-electromigration-test-iec-62415-2010/>>

**EUROPEAN STANDARDS**. *CSN EN 62416 - Semiconductor devices - Hot carrier test on MOS transistors (IEC 62416:2010)* [En línea] European Standards, 2010 [Consulta: 11 abril 2019]. Disponible en: <<https://www.en-standard.eu/csn-en-62415-semiconductor-devices-constant-current-electromigration-test-iec-62415-2010/>>

**EUROPEAN STANDARDS**. *CSN EN 62417 - Semiconductor devices - Mobile ion tests for metal-oxide semiconductor field effect transistors*. [En línea] European Standards, 2010 [Consulta: 11 abril 2019]. Disponible en: <<https://www.en-standard.eu/csn-en-62415-semiconductor-devices-constant-current-electromigration-test-iec-62415-2010/>>



**FISH, P.J.**, *Electronic Noise and Low Noise Design*. London: Macmillan Education UK, Macmillan New Electronics Series, 1993. ISBN 978-0-333-57310-5.

**FLEETWOOD, D.M.**, 1/f Noise and Defects in Microelectronic Materials and Devices. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 62, no. 4 (2015), pp. 1462-1486.

**FLEETWOOD, D.M., et al.**, 1/f noise and radiation effects in MOS devices. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 41, no. 11 (1994), pp. 1953-1964.

**GOODMAN, et al.**, Modern instruments for characterizing degradation in electrical and electronic equipment [En línea] Oxford: Woodhead Publishing, (2015) pp. 43-62. [Consulta: 11 abril 2019] Disponible en: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9781782422211000046>>

**HAARTMAN, M. von & ÖSTLING, M.**, "Low-Frequency Noise In Advanced Mos Devices" Dordrecht: Springer Netherlands, Analog Circuits and Signal Processing Series (2007), ISBN 978-1-4020-5910-0, pp. 53-102.

**HAARTMAN, M. von & ÖSTLING, M.**, "Low-Frequency Noise In Advanced Mos Devices" Dordrecht: Springer Netherlands, Analog Circuits and Signal Processing Series (2007), ISBN 978-1-4020-5910-0, pp. 1-26.

**HAARTMAN, M. von & ÖSTLING, M.**, "Low-Frequency Noise In Advanced Mos Devices" Dordrecht: Springer Netherlands, Analog Circuits and Signal Processing Series (2007), ISBN 978-1-4020-5910-0, pp. 27-51.

**HAUS, H.A., et al.**, 1960. Representation of Noise in Linear Twoports. *Proceedings of the IRE*, vol. 48, no. 1 (1960), pp. 69-74

**HEAD, L.M., LE, B., CHEN, C.T.M. y SWIATKOWSKI, J.** The statistical distribution of 1/f/sup 2/ noise in thin metal films under accelerated electromigration test conditions. *30th Annual Proceedings Reliability Physics 1992*. S.l.: s.n. (1992), pp. 228-231

**HENDRICKS, C., et al.**, *Physics-of-failure (PoF) methodology for electronic reliability*. [En línea]. Oxford: Woodhead Publishing, 2015 [Consulta: 10 abril 2019]. Disponible en: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9781782422211000034>>.

**HOOGE, F.N.**, "1/f noise sources". *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 41, no. 11 (1994), pp. 1926-1935.

**HOOGE, F.N. & HOPPENBROUWERS, A.M.H.**, 1969. 1/f noise in continuous thin gold films. *Physica*, vol. 45, no. 3 (1969), pp. 386-392.

**HOWARD, R.M.** *Principles of Random Signal Analysis and Low Noise Design*. United States: John Wiley & Sons, Ltd, 2003. ISBN 978-0-471-43920-2pp. 256-299

**HOWARD, R.M.** *Principles of Random Signal Analysis and Low Noise Design*. United States: John Wiley & Sons, Ltd, 2003. ISBN 978-0-471-43920-2pp. 59-61

**HOWARD, R.M.**, "A Signal Theoretic Introduction to Random Processes". Hoboken, UNITED STATES: John Wiley & Sons, Incorporated, 2016. ISBN 978-1-119-04679-0 pp. 71-152.

**INTERNATIONAL RECTIFIER**, *IRF3710 Datasheet* [En línea]. S.l.: s.n. [Consulta: 29 de mayo de 2019] Disponible en: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf3710.pdf>>.

**JIANSHENG XU, YISONG DAI & ABBOTT, D.**, A complete operational amplifier noise model: analysis and measurement of correlation coefficient. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, no. 3 (2000), pp. 420-424.

**JOHNSON, J.B.**. "Thermal Agitation of Electricity in Conductors". *Physical Review*, vol. 32, no. 1 (1928), pp

**JONES, B.K.**, "Electrical Noise as a Measure of Quality and Reliability in Electronic Devices". *Advances in Electronics and Electron Physics*, (1993) pp. 201-257.

**LABAT, N., et al.**. "Link between low frequency noise and reliability of compound semiconductor HEMTs and HBTs". *2011 21st International Conference on Noise and Fluctuations*. S.l.: s.n. (2011), pp. 458-463.

**LUTZ, J., SCHLANGENOTTO, et al.** *Semiconductor Power Devices: Physics, Characteristics, Reliability*. Cham: Springer International Publishing, 2017. ISBN 978-3-319-70917-8, pp. 341-390.

**MARTIN, P.L.**, *Electronic Failure Analysis Handbook: Techniques and Applications for Electronic and Electrical Packages, Components, and Assemblies* [en línea] McGraw Hill Professional, 2004. [Consulta: 10 de abril de 2019]. Disponible en: [https://books.google.com.ec/books?id=6eoBTqHI\\_TUC&q=ELECTRONIC+FAILURE+ANALYSIS+HANDBOOK&dq=ELECTRONIC+FAILURE+ANALYSIS+HANDBOOK&hl=es-419&sa=X&ved=0ahUKEwjkoNCNnsnhAhUHtlkKHZkkBeIQ6AEIKDAA](https://books.google.com.ec/books?id=6eoBTqHI_TUC&q=ELECTRONIC+FAILURE+ANALYSIS+HANDBOOK&dq=ELECTRONIC+FAILURE+ANALYSIS+HANDBOOK&hl=es-419&sa=X&ved=0ahUKEwjkoNCNnsnhAhUHtlkKHZkkBeIQ6AEIKDAA).

**MAXIM INTEGRATED**, *Maxim, +5V, Low-Power, Voltage-Output, Serial 12-bits DACs* [En línea] 1997. [Consulta: 17 junio 2019]. Disponible en: <https://www.mouser.es/datasheet/2/256/MAX531-MAX539-1515711.pdf>.

**MICROCHIP TECHNOLOGY**, [sin fecha]. Atmel Studio 7. [en línea]. [Consulta: 26 octubre 2019]. Disponible en: <https://www.microchip.com/mplab/avr-support/atmel-studio-7>.

**MLECZKO, K., et al.**. Noise Properties of Graphene-Polymer Thick-Film Resistors. *Metrology and Measurement Systems*, vol. 24, no. 4, (2017), pp. 585-590.

**MOTCHENBACHER, C.D. & CONNELLY, J.A.,**. *Low Noise Electronic System Design*. S.l.: J. Wiley & Sons, 1993. ISBN 978-0-471-57742-3.

**MOURA, L.M. da S.C. de & DARWAZEH, I.,**. Electrical signal and circuit bandwidths. *Introduction to Linear Circuit Analysis and Modelling: From DC to RF* [En línea]. Jordan Hill, UNITED KINGDOM: Elsevier Science & Technology, (2005), pp. 73-79. [Consulta: 10 abril 2019]. ISBN 978-0-08-045478-8. Disponible en: <http://ebookcentral.proquest.com/lib/epoch/detail.action?docID=269536>.

**MOURA, L.M. da S.C. de & DARWAZEH, I.,**. *Introduction to Linear Circuit Analysis and Modelling: From DC to RF* [En línea]. Jordan Hill, UNITED KINGDOM: Elsevier Science & Technology, (2005). [Consulta: 20 marzo 2019]. ISBN 978-0-08-045478-8. Disponible en: <http://ebookcentral.proquest.com/lib/epoch/detail.action?docID=269536>.

**MOURA, L.M. da S.C. de & DARWAZEH, I.,**. Noise in Electronic Circuits. *Introduction to Linear Circuit Analysis and Modelling: From DC to RF* [En línea]. Jordan Hill, UNITED KINGDOM: Elsevier Science & Technology, (2005), pp. 279-341. [Consulta: 10 abril 2019]. ISBN 978-0-08-045478-8. Disponible en: <http://ebookcentral.proquest.com/lib/epoch/detail.action?docID=269536>.

**MOURA, L.M. da S.C. de & DARWAZEH, I.,** Random Variables. *Introduction to Linear Circuit Analysis and Modelling: From DC to RF* [En línea]. Jordan Hill, UNITED KINGDOM: Elsevier Science & Technology, [Consulta: 10 abril 2019]. ISBN 978-0-08-045478-8. Disponible en: <<http://ebookcentral.proquest.com/lib/esepoch/detail.action?docID=269536>>.

**NATIONAL INSTRUMENTS,** myDAQ - Dispositivo de Adquisición de Datos para Estudiantes. [En línea]. [Consulta: 26 octubre 2019]. Disponible en: <<http://www.ni.com/es-cr/shop/select/mydaq-student-data-acquisition-device>>.

**NATIONAL INSTRUMENTS,** ¿Qué es LabVIEW? [En línea]. [Consulta: 26 octubre 2019]. Disponible en: <<https://www.ni.com/es-cr/shop/labview.html>>.

**NERI, B., PELLEGRINI, B. & SALETTI, R.,** "Ultra low-noise preamplifier for low-frequency noise measurements in electron devices". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 1, (1991), pp. 2-6.

**PATIL, N., et al.** Identification of failure precursor parameters for Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs). *2008 International Conference on Prognostics and Health Management*. S.l.: s.n., (2008), pp. 1-5.

**POOLE, C. & DARWAZEH, I.,** Low-noise amplifier design. En: C. POOLE y I. DARWAZEH (eds.), *Microwave Active Circuit Analysis and Design* [En línea]. Oxford: Academic Press, (2016), pp. 475-517. [Consulta: 9 abril 2019]. ISBN 978-0-12-407823-9. Disponible en: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780124078239000147>>.

**QU, S.-B., et al.** "Low frequency noise elimination technique for 24-bit  $\Sigma$ - $\Delta$  data acquisition systems". *Review of Scientific Instruments*, vol. 86, no. 3, (2015), pp. 034708.

**REDOUTÉ, J.-M. & STEYAERT, M.,** *EMC of Analog Integrated Circuits* [En línea]. S.l.: Springer Netherlands, (2010). [Consulta: 12 abril 2019]. Analog Circuits and Signal Processing. ISBN 978-90-481-3229-4. Disponible en: <<https://www.springer.com/gp/book/9789048132294>>.

**ROMANO, G., et al.** Short-circuit failure mechanism of SiC power MOSFETs. *2015 IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices IC's (ISPSD)*. S.l.: s.n., (2015), pp. 345-348.

**RUMYANTSEV, S., et al.**, Electrical and noise characteristics of graphene field-effect transistors: ambient effects, noise sources and physical mechanisms. *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 22, no. 39, (2010), pp. 395302.

**SCANDURRA, G., et al.**, Configurable low noise amplifier for voltage noise measurements. *2013 22nd International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF)*. S.l.: s.n., (2013), pp. 1-4.

**SCANDURRA, G. & CIOFI, C.,** Supercapacitors in bias systems for low frequency noise measurements. *2011 21st International Conference on Noise and Fluctuations*. S.l.: s.n., (2011), pp. 389-392.

**SCANDURRA, G., et al.**, A very low noise, high accuracy, programmable voltage source for low frequency noise measurements. *Review of Scientific Instruments*, vol. 85, no. 4, (2014), pp. 044702.

**SCPI CONSORTIUM,** Standard Commands for Programmable Instruments (SCPI), (1999). [En línea]. Disponible en: <[https://www.keysight.com/upload/cmc\\_upload/All/SCPI-99.pdf](https://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/SCPI-99.pdf)>.

**STMICROELECTRONICS,** *ULN2801A, ULN2802A, ULN2803A, ULN2804A Eight Darlington Arrays* [En línea]. (2018). S.l.: s.n. [Consulta: 17 junio 2019]. Disponible en: <<https://www.mouser.es/datasheet/2/389/uln2801a-957494.pdf>>.

**TEXAS INSTRUMENTS,** *TPS7101Q, TPS7133Q, TPS7148Q, TPS7150Q, TPS7101Y, TPS7133Y, TPS7148Y, TPS7150Y LOW-DROPOUT VOLTAGE REGULATORS* [En línea]. (2003). S.l.: s.n. [Consulta: 17 junio 2019]. Disponible en: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps71.pdf>>.

**THERMOTRON INDUSTRIES,** *Accelerated Stress Tests (AST) Handbook* [En línea]. (1998). S.l.: s.n. [Consulta: 11 abril 2019]. Disponible en: <<https://thermotron.com/pdf/Resources/handbook/HC-100-AST-Handbook.pdf>>.

**UMETANI, K., et al.,** A design guideline of parasitic inductance for preventing oscillatory false triggering of fast switching GaN-FET. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 11, no. S2, (2016), pp. S84-S90.

**VANDAMME, L.K.J.,** Noise as a diagnostic tool for quality and reliability of electronic devices. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 41, no. 11, (1994), pp. 2176-2187.

**VASILESCU, G.,** *Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications* [En línea]. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, (2005). [Consulta: 11 abril 2019]. Signals and Communication

Technology. ISBN 978-3-540-40741-6. Disponible en:  
<<https://www.springer.com/us/book/9783540407416>>.

**VASILESCU, G.,** Fluctuations: A Probabilistic Approach. *Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications* [En línea]. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, Signals and Communication Technology, (2005), pp. 23-43. [Consulta: 11 abril 2019]. ISBN 978-3-540-40741-6. Disponible en: <<https://www.springer.com/us/book/9783540407416>>.

**VASILESCU, G.,** Fundamental Concepts. En: , *Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications* [En línea]. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, Signals and Communication Technology, (2005), pp. 15-43. [Consulta: 11 abril 2019]. ISBN 978-3-540-26510-8. Disponible en: <[https://doi.org/10.1007/3-540-26510-4\\_2](https://doi.org/10.1007/3-540-26510-4_2)>.

**VASILESCU, G.,** Introduction. En: , *Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications* [En línea]. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, Signals and Communication Technology, (2005), pp. 1-12. [Consulta: 11 abril 2019]. ISBN 978-3-540-26510-8. Disponible en: <[https://doi.org/10.1007/3-540-26510-4\\_1](https://doi.org/10.1007/3-540-26510-4_1)>.

**VASILESCU, G.,** Noise Models of Electronic Devices. En: , *Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications* [En línea]. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, Signals and Communication Technology, (2005), pp. 163-252. [Consulta: 11 abril 2019]. ISBN 978-3-540-26510-8. Disponible en: <[https://doi.org/10.1007/3-540-26510-4\\_7](https://doi.org/10.1007/3-540-26510-4_7)>.

**VASILESCU, G.,** Noise Parameters. En: , *Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications* [En línea]. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, Signals and Communication Technology, (2005), pp. 69-112. [Consulta: 11 abril 2019]. ISBN 978-3-540-26510-8. Disponible en: <[https://doi.org/10.1007/3-540-26510-4\\_4](https://doi.org/10.1007/3-540-26510-4_4)>.

**VASILESCU, G.,** Physical Noise Sources. En: , *Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications* [En línea]. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, Signals and Communication Technology, (2005), pp. 45-68. [Consulta: 11 abril 2019]. ISBN 978-3-540-26510-8. Disponible en: <[https://doi.org/10.1007/3-540-26510-4\\_3](https://doi.org/10.1007/3-540-26510-4_3)>.

**VON HAARTMAN, M. & ÖSTLING, M.,** *Low-Frequency Noise in Advanced MOS Devices* [en línea]. S.l.: Springer Science & Business Media. Analog Circuits and Signal Processing Series, (2007). ISBN 978-1-4020-5910-0. Disponible en:  
<<https://books.google.com.ec/books?id=h5Xx4M8cmboC&pg=PA163&lpg=PA163&dq=low->

frequency+noise+in+advanced+mos+devices&source=bl&ots=IvXtQnsZgS&sig=ACfU3U1XILW2Kz\_1y6ITW03Yy7wHgl43\_A&hl=es-419&sa=X&ved=2ahUKEwjp1oi5isfhAhWF11kKHfbbAr4Q6AEwBHoECAkQAQ#v=onepage&q=low-frequency%20noise%20in%20advanced%20mos%20devices&f=false>.

**VOSSSEN, J.L.**, Screening of metal film defects by current noise measurements. *Applied Physics Letters*, vol. 23, no. 6, (1973), pp. 287-289.

**WIRTH, G. & SILVA, R. da.** Statistical modeling of low-frequency noise in MOSFETs. *2015 International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF)*. S.l.: s.n., (2015), pp. 1-4.

**XIONG, H.D., et al.** Characterization of electrically active defects in high-k gate dielectrics by using low frequency noise and charge pumping measurements. *Microelectronic Engineering*, vol. 84, no. 9, (2007), pp. 2230-2234.

**YANG, S., et al.** "Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 11, (2010), pp. 2734-2752.

**YANG, S., et al.** "Failure and degradation mechanisms of high-power white light emitting diodes". *Microelectronics Reliability*, vol. 50, no. 7, (2010), pp. 959-964.

**YANG, W. & ÇELIK-BUTLER, Z.**, "A model for electromigration and low-frequency noise in thin metal films". *Solid-State Electronics*, vol. 34, no. 8, (1991), pp. 911-916.

**ZAFIROPOULOS, E. p. & DIALYNAS, E. n.** "Reliability prediction and failure mode effects and criticality analysis (FMECA) of electronic devices using fuzzy logic". *International Journal of Quality & Reliability Management*, vol. 22, no. 2 (2005), pp. 183-200.

**ZHANG, G., et al.**, 2013. "Research on accelerated electrical stress test for electronic product" *2013 International Conference on Quality, Reliability, Risk, Maintenance, and Safety Engineering (QR2MSE)*. S.l.: s.n (2013)., pp. 1106-1109.

## **ANEXOS**

**Anexo A:** Hoja Técnica de Datos de Amplificador Operacional LT792



**FEATURES**

- 100% Tested Low Voltage Noise:  $6nV/\sqrt{Hz}$  Max
- A Grade 100% Temperature Tested
- Voltage Gain: 1.2 Million Min
- Offset Voltage Over Temp:  $800\mu V$  Max
- Gain-Bandwidth Product: 5.6MHz Typ
- Guaranteed Specifications with  $\pm 5V$  Supplies

**APPLICATIONS**

- Photocurrent Amplifiers
- Hydrophone Amplifiers
- High Sensitivity Piezoelectric Accelerometers
- Low Voltage and Current Noise Instrumentation Amplifier Front Ends
- Two and Three Op Amp Instrumentation Amplifiers
- Active Filters

**DESCRIPTION**

The LT<sup>®</sup>1792 achieves a new standard of excellence in noise performance for a JFET op amp. The  $4.2nV/\sqrt{Hz}$  voltage noise combined with low current noise and picoampere bias currents make the LT1792 an ideal choice for amplifying low level signals from high impedance capacitive transducers.

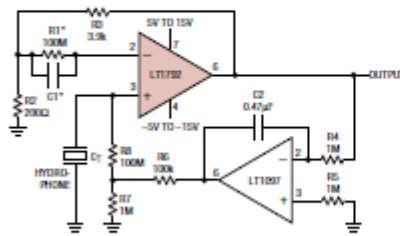
The LT1792 is unconditionally stable for gains of 1 or more, even with load capacitances up to 1000pF. Other key features are  $600\mu V$   $V_{OS}$  and a voltage gain of over 4 million. Each individual amplifier is 100% tested for voltage noise, slew rate and gain bandwidth.

The design of the LT1792 has been optimized to achieve true precision performance with an industry standard pinout in the SO-8 package. Specifications are also provided for  $\pm 5V$  supplies.

LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

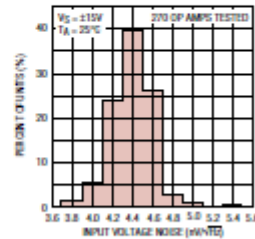
**TYPICAL APPLICATION**

Low Noise Hydrophone Amplifier with DC Servo



DC OUTPUT  $\approx 2.5mV$  FOR  $T_A < 70^\circ C$   
 OUTPUT VOLTAGE NOISE =  $128nV/\sqrt{Hz}$  AT 1kHz (GAIN = 20)  
 C1 = C2 = 100pF TO 5000pF; R4C2 > RC1; \*OPTIONAL

1kHz Input Noise Voltage Distribution



# LT1792

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage	±20V	Specified Temperature Range	
Differential Input Voltage	±40V	Commercial (Note 8)	-40°C to 85°C
Input Voltage (Equal to Supply Voltage)	±20V	Industrial	-40°C to 85°C
Output Short-Circuit Duration	Indefinite	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Operating Temperature Range	-40°C to 85°C	Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

## PACKAGE/ORDER INFORMATION

TOP VIEW	ORDER PART NUMBER	TOP VIEW	ORDER PART NUMBER
<p>NO PACKAGE 8-LEAD PDIP T<sub>MAX</sub> = 140°C, θ<sub>JC</sub> = 130°C/W</p>	LT1792ACN8 LT1792CN8 LT1792AIN8 LT1792IN8	<p>8-LEAD PLASTIC SO T<sub>MAX</sub> = 160°C, θ<sub>JC</sub> = 150°C/W</p>	LT1792ACS8 LT1792CS8 LT1792AIS8 LT1792IS8
		<b>8B PART MARKING</b>	
		1792A	1792AI
		1792	1792I

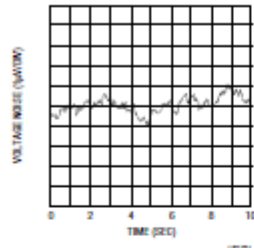
Consult factory for Military grade parts.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>S</sub> = ±15V, V<sub>CM</sub> = 0V, unless otherwise noted. (Note 9)

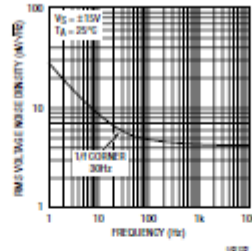
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS (Note 2)	LT1792AC/LT1792AI			LT1792CS/LT1792I			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	V <sub>S</sub> = ±5V	0.2	0.6	0.4	0.8	0.4	1.3	mV
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current	Warmup (Note 3)	100	400	100	400			µA
I <sub>B</sub>	Input Bias Current	Warmup (Note 3)	300	800	300	800			µA
e <sub>n</sub>	Input Noise Voltage	0.1Hz to 10Hz	2.4			2.4			µV <sub>rms</sub>
	Input Noise Voltage Density	f <sub>0</sub> = 10Hz	8.3			8.3			nV/√Hz
		f <sub>0</sub> = 1000Hz	4.2			4.2			nV/√Hz
i <sub>n</sub>	Input Noise Current Density	f <sub>0</sub> = 10Hz, f <sub>0</sub> = 1000Hz (Note 4)	10			10			µA/√Hz
R <sub>IN</sub>	Input Resistance	Differential Mode	10 <sup>11</sup>			10 <sup>11</sup>			Ω
		Common Mode	10 <sup>11</sup>			10 <sup>11</sup>			Ω
		V <sub>CM</sub> = -10V to 8V V <sub>CM</sub> = 8V to 11V	10 <sup>10</sup>			10 <sup>10</sup>			Ω
C <sub>IN</sub>	Input Capacitance	V <sub>S</sub> = ±5V	14	27	14	27			pF
V <sub>CM</sub>	Input Voltage Range (Note 5)		13.0	13.5	-10.5	-11.0	13.0	13.5	V
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	V <sub>CM</sub> = -10V to 13V	85	105	82	100			dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V <sub>S</sub> = ±4.5V to ±20V	88	105	83	98			dB

## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

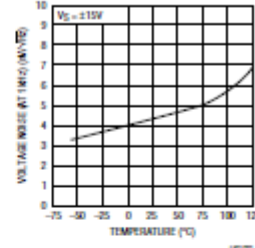
0.1Hz to 10Hz Voltage Noise



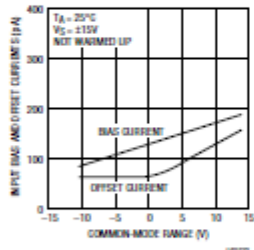
Voltage Noise vs Frequency



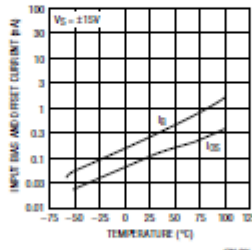
Voltage Noise vs Chip Temperature



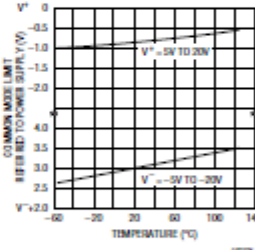
Input Bias and Offset Current Over the Common Mode Range



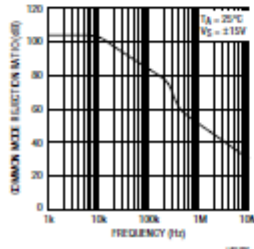
Input Bias and Offset Current vs Chip Temperature



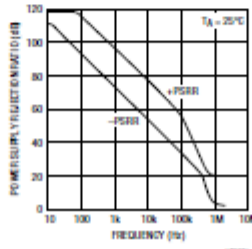
Common Mode Limit vs Temperature



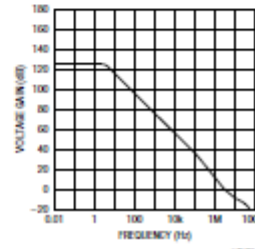
Common Mode Rejection Ratio vs Frequency



Power Supply Rejection Ratio vs Frequency



Voltage Gain vs Frequency



Anexo B: Hoja Técnica de Datos de Amplificador Operacional de Precisión OP484FPZ



# Precision RRIO Dual Operational Amplifier

Enhanced Product

OP284-EP

## FEATURES

Single-supply operation  
Wide bandwidth: 4.25 MHz  
Low offset voltage: 100  $\mu$ V  
Unity-gain stable  
High slew rate: 4.0 V/ $\mu$ s  
Low noise: 3.9 nV/ $\sqrt$ Hz

## ENHANCED PRODUCT FEATURES

Supports defense and aerospace applications (AQEC standard)  
Military temperature range (-55°C to +125°C)  
Controlled manufacturing baseline  
1 assembly/test site  
1 fabrication site  
Enhanced product change notification  
Qualification data available on request

## APPLICATIONS

Battery-powered instrumentation  
Power supply control and protection  
Telecommunications  
DAC output amplifier  
ADC input buffer

## GENERAL DESCRIPTION

The OP284-EP is a dual, single-supply, 4.25 MHz bandwidth amplifier featuring rail-to-rail inputs and outputs (RRIO).

The OP284-EP is guaranteed to operate from 5 V to 36 V (or  $\pm 2.5$  V to  $\pm 18$  V).

This amplifier is superb for single-supply applications requiring both ac and precision dc performance. The combination of wide bandwidth, low noise, and precision makes the OP284-EP useful in a wide variety of applications, including filters and instrumentation.

Other applications for this amplifier include portable telecommunications equipment, power supply control and protection,

## PIN CONNECTION DIAGRAM



Figure 1.

and use as an amplifier or buffer for transducers with wide output ranges. Sensors requiring a rail-to-rail input amplifier include Hall effect, piezoelectric, and resistive transducers.

The ability to swing rail to rail at both the input and output enables designers to build multistage filters in single-supply systems and to maintain high signal-to-noise ratios.

The OP284-EP is specified over the extended industrial temperature range of -55°C to +125°C. The OP284-EP is available in a SOIC surface-mount package.

## SPECIFICATIONS

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_S = 5.0\text{ V}$ ,  $V_{CM} = 2.5\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Symbol	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
INPUT CHARACTERISTICS						
Offset Voltage	$V_{OS}$	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$			125	$\mu\text{V}$
Input Bias Current	$I_B$	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		60	450	$\text{nA}$
Input Offset Current	$I_{OS}$	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$			600	$\text{nA}$
Input Voltage Range			0		5	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = 1.0\text{ V to }4.0\text{ V}$ , $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	86			dB
Large Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $1\text{ V} \leq V_{OUT} \leq 4\text{ V}$	50	240		V/mV
		$R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	25			V/mV
Offset Voltage Drift	$\Delta V_{OS}/\Delta T$			0.2	2.00	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Bias Current Drift	$\Delta I_B/\Delta T$			150		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
OUTPUT CHARACTERISTICS						
Output Voltage High	$V_{OH}$	$I_L = 1.0\text{ mA}$	4.80			V
Output Voltage Low	$V_{OL}$	$I_L = 1.0\text{ mA}$			125	mV
Output Current	$I_{OUT}$		$\pm 6.5$			mA
POWER SUPPLY						
Supply Current/Amplifier	$I_{SY}$	$V_{OUT} = 2.5\text{ V}$ , $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$			1.45	mA
DYNAMIC PERFORMANCE						
Slew Rate	SR	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	1.65	2.4		$\text{V}/\mu\text{s}$
Settling Time	$t_S$	To 0.01%, 1.0V step		2.5		$\mu\text{s}$
Gain Bandwidth Product	GBP			3.25		MHz
Phase Margin	$\Phi_M$			45		Degrees
NOISE PERFORMANCE						
Voltage Noise	$e_n$ p-p	0.1 Hz to 10 Hz		0.3		$\mu\text{V p-p}$
Voltage Noise Density	$e_n$	$f = 1\text{ kHz}$		3.9		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Current Noise Density	$i_n$			0.4		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

### Anexo C: Relé Biestable DS1E-ML2-DC5V



High Reliability Relay for Various Applications

### DS RELAYS



#### FEATURES

- Breakthrough height of 9.8 mm .386 inch beats the 10 mm .394 inch limit** to and 2c all have the same height (9.8 mm .386 inch). The width of the relay is also the same (9.9 mm .390 inch). Since the only size variable is the length, the shared form makes mounting on printed printing wiring boards easy.
- Suitable for use in difficult environments**  
Epoxy resin seals the parts and cut off the external atmosphere, thus enabling use in difficult environments.
- Can be used with automatic solder and automatic wash systems**  
Automatic soldering and automatic washing can be carried out once the parts are mounted on PC boards.
- Gold-clad twin contacts ensure high reliability**  
Highly stable gold cladding on the contacts ensures that contact resistance changes little over time. Furthermore, the use of twin contacts, a configuration that performs with superior contact reliability, ensures extremely low contact failure rates even under low level loads.

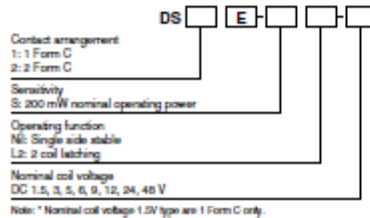
- Polarized magnetic circuits realize resistance to shock and vibration**  
High-performance polarized magnetic circuits that utilize the energy of permanent magnets have made it possible to create relays with strong resistance to shock and vibration.
- DIL terminal array enables use of IC sockets**
- Widening scope of application with multicontact latching**  
In addition to single side stable types, you can take advantage of the memory of functions of convenient 2 coil latching relays.

#### TYPICAL APPLICATIONS

Besides telecommunications, measuring devices, office equipment, computers and related equipment, DS relays are also recommended for a broad range of applications including business devices, audio systems, and industrial equipment.

RoHS compliant

#### ORDERING INFORMATION



## RATING

### 1. Coil data

#### 1) Single side stable type

Type	Nominal coil voltage	Pick-up voltage (at 20°C 68°F)	Drop-out voltage (at 20°C 68°F)	Nominal operating current [±10%] (at 20°C 68°F)	Coil resistance [±10%] (at 20°C 68°F)	Nominal operating power	Max. applied voltage (at 50°C 122°F)
High sensitivity (S) type	1.5V DC*	1 Form C: 80%V or less of nominal voltage 2 Form C: 70%V or less of nominal voltage (Initial)	10%V or more of nominal voltage (Initial)	133.3mA	11.3Ω	200mW	1 Form C: 160%V of nominal voltage 2 Form C: 200%V of nominal voltage
	3V DC			66.7mA	45Ω		
	5V DC			40.0mA	125Ω		
	6V DC			33.3mA	180Ω		
	9V DC			22.2mA	405Ω		
	12V DC			16.7mA	720Ω		
	24V DC			8.3mA	2,880Ω		
48V DC	4.2mA	11,520Ω					

#### 2) 2 coil latching type

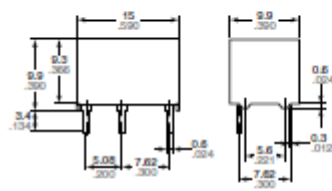
Type	Nominal coil voltage	Set voltage (at 20°C 68°F)	Reset voltage (at 20°C 68°F)	Nominal operating current [±10%] (at 20°C 68°F)		Coil resistance [±10%] (at 20°C 68°F)		Nominal operating power		Max. applied voltage (at 50°C 122°F)
				Set coil	Reset coil	Set coil	Reset coil	Set coil	Reset coil	
High sensitivity (S) type	1.5V DC*	1 Form C: 80%V or less of nominal voltage	1 Form C: 80%V or less of nominal voltage	120mA	120mA	12.5Ω	12.5Ω	180mW	180mW	1 Form C: 160%V of nominal voltage 2 Form C: 200%V of nominal voltage
	3V DC			60mA	60mA	50Ω	50Ω			
	5V DC			36mA	36mA	139Ω	139Ω			
	6V DC			30mA	30mA	200Ω	200Ω			
	9V DC			20mA	20mA	450Ω	450Ω			
	12V DC	15mA	15mA	800Ω	800Ω					
	24V DC	7.5mA	7.5mA	3,200Ω	3,200Ω					
	48V DC	3.75mA	3.75mA	12,800Ω	12,800Ω					

\* Nominal coil voltage 1.5V type are 1 Form C only.

**DIMENSIONS** (mm inch)  
**DS (1 Form C)**

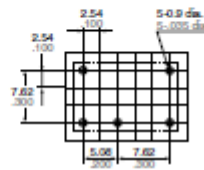
The CAD data of the products with a **CAD Data** mark can be downloaded from: <http://industrial.panasonic.com/ocw/>

Single side stable, 2 coil latching  
**CAD Data**

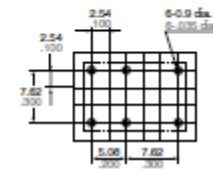


General tolerance:  $\pm 0.3 \pm 0.12$

PC board pattern (Bottom view)  
 Single side stable

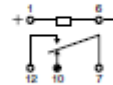


2 coil latching



Schematic (Bottom view)

Single side stable



(Deenergized condition)

2 coil latching




(Reset condition)

Tolerance:  $\pm 0.1 \pm 0.04$

Note: External dimensions of 1 coil latching types are same as single side stable type.

**Anexo D: Hoja Técnica de Datos de Controlador de Relé ULN2803A**




**ULN2801A, ULN2802A,  
ULN2803A, ULN2804A**

Eight Darlington arrays

---

Datasheet - production data



DIP-18

**Features**

- Eight Darlington transistors with common emitters
- Output current to 500 mA
- Output voltage to 50 V
- Integral suppression diodes
- Versions for all popular logic families
- Output can be paralleled
- Inputs pinned opposite outputs to simplify board layout

**Description**

The ULN2801A, ULN2802A, ULN2803A and ULN2804A each contain eight Darlington transistors with common emitters and integral suppression diodes for inductive loads. Each Darlington features a peak load current rating of 600 mA (500 mA continuous) and can withstand at least 50 V in the OFF state. Outputs may be paralleled for higher current capability.

Four versions are available to simplify interfacing to standard logic families: the ULN2801A is designed for general purpose applications with a current limit resistor, the ULN2802A has a 10.5 kΩ input resistor and Zener for 14-25 V CMOS; the ULN2803A has a 2.7 kΩ input resistor for 5 V TTL and CMOS; the ULN2804A has a 10.5 kΩ input resistor for 6-15 V CMOS.

All types are supplied in an 18-lead plastic DIP with a copper lead form and feature the convenient input-opposite-output pinout to simplify board layout.

**Table 1. Device summary**

Order codes	Package
ULN2801A	DIP-18
ULN2802A	
ULN2803A	
ULN2804A	

## 4 Electrical characteristics

$T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified.

Table 4. Electrical characteristics

Symbol	Parameter	Test condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{COX}$	Output leakage current	$V_{CE} = 50\text{V}$				$\mu\text{A}$
		$T_A = 70^\circ\text{C}$ , $V_{CE} = 50\text{V}$ (Figure 3)			50	
		$T_A = 70^\circ\text{C}$ for ULN2802A, $V_{CE} = 50\text{V}$ , $V_I = 5\text{V}$ (Figure 4)			100	
		$T_A = 70^\circ\text{C}$ for ULN2804A, $V_{CE} = 50\text{V}$ , $V_I = 1\text{V}$ (Figure 4)			500	
$V_{CE(SAT)}$	Collector-emitter saturation voltage (Figure 5)	$I_C = 100\text{mA}$ , $I_B = 250\mu\text{A}$		0.9	1.1	V
		$I_C = 200\text{mA}$ , $I_B = 350\mu\text{A}$		1.1	1.3	
		$I_C = 350\text{mA}$ , $I_B = 500\mu\text{A}$		1.3	1.6	
$I_{(ON)}$	Input current (Figure 6)	for ULN2802A, $V_I = 17\text{V}$		0.82	1.25	mA
		for ULN2803A, $V_I = 3.85\text{V}$		0.93	1.35	
		for ULN2804A, $V_I = 5\text{V}$		0.35	0.5	
		$V_I = 12\text{V}$		1	1.45	
$I_{(OFF)}$	Input current (Figure 7)	$T_A = 70^\circ\text{C}$ , $I_C = 500\mu\text{A}$	50	65		$\mu\text{A}$
$V_{I(ON)}$	Input voltage (Figure 8)	$V_{CE} = 2\text{V}$ , for ULN2802A			13	V
		$I_C = 300\text{mA}$			2.4	
		for ULN2803A			2.7	
		$I_C = 200\text{mA}$			3	
		$I_C = 250\text{mA}$			5	
		for ULN2804A			6	
		$I_C = 125\text{mA}$			7	
$I_C = 200\text{mA}$			8			
$I_C = 275\text{mA}$						
$I_C = 350\text{mA}$						
$\beta_{FE}$	DC Forward current gain (Figure 6)	for ULN2801A, $V_{CE} = 2\text{V}$ , $I_C = 350\text{mA}$	1000			
$C_i$	Input capacitance			15	25	$\mu\text{F}$
$t_{R(ON)}$	Turn-on delay time	$0.5 V_I$ to $0.5V_{OD}$		0.25	1	$\mu\text{s}$
$t_{R(OFF)}$	Turn-off delay time	$0.5 V_I$ to $0.5V_{OD}$		0.25	1	$\mu\text{s}$
$I_R$	Clamp diode leakage current (Figure 9)	$V_{BE} = 50\text{V}$			50	$\mu\text{A}$
		$T_A = 70^\circ\text{C}$ , $V_{BE} = 50\text{V}$			100	
$V_F$	Clamp diode forward voltage (Figure 10)	$I_F = 350\text{mA}$		1.7	2	V

Anexo E: Hoja Técnica de Datos de Convertidor Digital-Analógico MAX539BCPA+



MAX531, MAX533, MAX539

# MAXIM +5V, Low-Power, Voltage-Output, Serial 12-Bit DACs

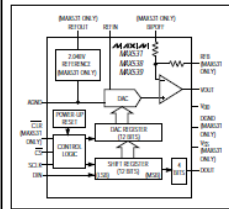
## General Description

The MAX531/MAX533/MAX539 are low-power, voltage-output, 12-bit digital-to-analog converters (DACs) specified for single +5V power-supply operation. The MAX531 can also be operated with +5V supplies. The MAX533/MAX539 draw only 140µA, and the MAX531 (with internal reference) draws only 200µA. The MAX533/MAX539 come in 8-pin DIP and SO packages, while the MAX531 comes in 14-pin DIP and SO packages. All parts have been trimmed for offset voltage, gain, and linearity, so no further adjustment is necessary. The MAX539's buffer is fixed at a gain of +1 and the MAX539's buffer at a gain of +2. The MAX531's internal op amp may be configured for a gain of +1 or +2, as well as for unipolar or bipolar output voltages. The MAX531 can also be used as a four-quadrant multiplier without external resistors or op amps. For parallel data inputs, see the MAX530 data sheet.

## Applications

Battery-Powered Test Instruments  
Digital Offset and Gain Adjustment  
Battery-Operated/Remote Industrial Controls  
Machine and Motion Control Devices  
Cellular Telephones

## Functional Diagram



## Features

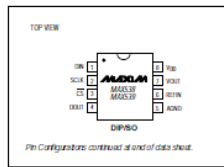
- Operates from Single +5V Supply
- Buffered Voltage Output
- Internal 2.048V Reference (MAX531)
- 140µA Supply Current (MAX533/MAX539)
- INL = ±10LSB (max)
- Guaranteed Monotonic over Temperature
- Flexible Output Ranges:
  - 0V to V<sub>DD</sub> (MAX631/MAX638)
  - V<sub>SS</sub> to V<sub>DD</sub> (MAX631)
  - 0V to 2.6V (MAX631/MAX638)
- 8-Pin SO/DIP (MAX638/MAX639)
- Power-On Reset
- Serial Data Output for Daisy-Chaining

## Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PN-PACKAGE	ERROR (LSB)
MAX531ACD	0°C to +70°C	14 Plastic DIP	+1/2
MAX531BCD	0°C to +70°C	14 Plastic DIP	+1
MAX531ACSO	0°C to +70°C	14 SO	+1/2
MAX531BCSO	0°C to +70°C	14 SO	+1
MAX539BCD	0°C to +70°C	8SO*	+1

Ordering information continues at end of data sheet.  
\*Once specified at T<sub>A</sub> = +25°C only.

## Pin Configurations



Maxim Integrated Products 1  
For free samples & the latest literature, <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-398-8800

MAX531/MA X538/MA X539

# +5V, Low-Power, Voltage-Output Serial 12-Bit DACs

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V <sub>DD</sub> to DGND and V <sub>DD</sub> to AGND	.....0.3V, +6V
V <sub>SS</sub> to DGND and V <sub>SS</sub> to AGND	.....-6V, +0.3V
V <sub>DD</sub> to V <sub>SS</sub>	.....0.3V, +12V
AGND to DGND	.....-0.3V, +0.3V
Digital Input Voltage to DGND	.....0.3V, (V <sub>DD</sub> + 0.3V)
REFIN	.....(V <sub>SS</sub> - 0.3V), (V <sub>DD</sub> + 0.3V)
REFOUT to AGND	.....-0.3V, (V <sub>DD</sub> + 0.3V)
RFB	.....(V <sub>SS</sub> - 0.3V), (V <sub>DD</sub> + 0.3V)
BIPOFF	.....(V <sub>SS</sub> - 0.3V), (V <sub>DD</sub> + 0.3V)
V <sub>OUT</sub> (Note 1)	.....V <sub>SS</sub> , V <sub>DD</sub>
Continuous Current, Any Pin	.....20mA, +20mA

Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)	
8-Pin Plastic DIP (derate 9.09mW/°C above +70°C)	.....72mW
8-Pin SO (derate 5.68mW/°C above +70°C)	.....47mW
14-Pin Plastic DIP (derate 10.00mW/°C above +70°C)	.....80mW
14-Pin SO (derate 8.33mW/°C above +70°C)	.....66.7mW
Operating Temperature Ranges	
MAX531_C	.....0°C to +70°C
MAX531_E	.....-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	.....-65°C to +165°C
Lead Temperature (soldering, 10sec)	.....+300°C

Note 1: The output may be shorted to V<sub>DD</sub>, V<sub>SS</sub>, or AGND if the package power dissipation limit is not exceeded.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS—Single +5V Supply

(V<sub>DD</sub> = +5V ± 10%, V<sub>SS</sub> = 0V, AGND = DGND = 0V, REFIN = 2.048V (external), RFB = BIPOFF = V<sub>OUT</sub> (MAX531), C<sub>BIPOFF</sub> = 33µF (MAX531), R<sub>I</sub> = 10kΩ, C<sub>L</sub> = 100pF, T<sub>A</sub> = T<sub>MIN</sub> to T<sub>MAX</sub>, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>STATIC PERFORMANCE</b>						
Resolution	N		12			Bits
Relative Accuracy (Note 2)	INL	MAX531_AC/E			±0.5	LSB
		MAX531_BC/E			±1	LSB
Differential Nonlinearity	DNL	Guaranteed monotonic			±1	LSB
Unipolar Offset Error	V <sub>OS</sub>	MAX531_C/E	0		8	LSB
Unipolar Offset Tempco	TC <sub>V<sub>OS</sub></sub>			3		ppm/°C
Gain Error (Note 2)	GE	MAX531_C/E			±1	LSB
Gain-Error Tempco				1		ppm/°C
Power-Supply Rejection Ratio (Note 3)	PSRR	4.5V ≤ V <sub>DD</sub> ≤ 5.5V		0.4	1	LSB/V
<b>VOLTAGE OUTPUT (V<sub>OUT</sub>)</b>						
Output Voltage Range		MAX531 (G = +1), MAX538	0		V <sub>DD</sub> - 2	V
		MAX531 (G = +2), MAX539	0		V <sub>DD</sub> - 0.4	V
Output Load Regulation		V <sub>OUT</sub> = 2V, R <sub>L</sub> = 2kΩ			1	LSB
Short-Circuit Current	I <sub>SC</sub>			12		mA
<b>REFERENCE INPUT (REFIN)</b>						
Voltage Range			0		V <sub>DD</sub> - 2	V
Input Resistance		Code dependent, minimum at code 555 hex	40			kΩ
Input Capacitance		Code dependent (Note 4)	10		50	pF
AC Feedthrough		REFIN = 1kHz, 2Vp-p		-80		dB

## +5V, Low-Power, Voltage-Output, Serial 12-Bit DACs

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS—Single +5V Supply (continued)

(V<sub>DD</sub> = +5V ±10%, V<sub>SS</sub> = 0V, AGND = DGND = 0V, REFIN = 2.048V (external), RFB = BIPOFF = V<sub>OUT</sub> (MAX531), C<sub>REFOUT</sub> = 33μF (MAX531), R<sub>L</sub> = 10kΩ, C<sub>L</sub> = 100pF, T<sub>A</sub> = T<sub>MIN</sub> to T<sub>MAX</sub>, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>REFERENCE OUTPUT (REFOUT—MAX531 only)</b>							
Reference Output Voltage		V <sub>DD</sub> = 5.0V	T <sub>A</sub> = +25°C	2.024	2.048	2.072	V
			MAX531BC	2.017	2.079		
			MAX531BE	2.013	2.083		
Temperature Coefficient	TC <sub>REFOUT</sub>	MAX531AC/AE/AM/EM MAX531BC/BE		30	50	ppm/°C	
Resistance	R <sub>REFOUT</sub>	(Note 5)		0.5	2	Ω	
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR	4.5V ≤ V <sub>DD</sub> ≤ 5.5V			300	μV/V	
Noise Voltage	e <sub>n</sub>	0.1Hz to 10kHz		400		μV/p-p	
Minimum Required External Capacitor	C <sub>MIN</sub>		3.3			μF	
<b>DIGITAL INPUTS (DIN, SCLK, CS, CLR)</b>							
Input High	V <sub>IH</sub>		2.4			V	
Input Low	V <sub>IL</sub>				0.8	V	
Input Current	I <sub>IN</sub>	V <sub>IN</sub> = 0V or V <sub>DD</sub>			±1	μA	
Input Capacitance	C <sub>IN</sub>			8		pF	
<b>DIGITAL OUTPUT (DOUT)</b>							
Output High	V <sub>OH</sub>	I <sub>source</sub> = 2mA	V <sub>DD</sub> - 1			V	
Output Low	V <sub>OL</sub>	I <sub>sink</sub> = 2mA			0.4	V	
<b>DYNAMIC PERFORMANCE</b>							
Voltage-Output Slew Rate	SR	T <sub>A</sub> = +25°C	0.15	0.25		V/μs	
Voltage-Output Settling Time	T <sub>s</sub>	To ±1/2LSB, V <sub>OUT</sub> = 2V		25		μs	
Digital Feedthrough		CS = V <sub>DD</sub> , DIN = 100kHz		5		nV-s	
Signal-to-Noise plus Distortion	SINAD	REFIN = 1kHz, 2Vp-p (G = +1 or +2), code = FFF hex		68		dB	
<b>POWER SUPPLY</b>							
Positive Supply Voltage	V <sub>DD</sub>		4.5		5.5	V	
Power-Supply Current	I <sub>DD</sub>	All inputs = 0V or V <sub>DD</sub> , output = no load	MAX531 MAX53B, MAX539	260 140	400 300	μA	
<b>SWITCHING CHARACTERISTICS</b>							
CS Setup Time	t <sub>CSs</sub>		20			ns	
SCLK Fall to CS Fall Hold Time	t <sub>CSHf</sub>		15			ns	
SCLK Fall to CS Rise Hold Time	t <sub>CSHr</sub>		0			ns	
SCLK High Width	t <sub>CH</sub>		35			ns	
SCLK Low Width	t <sub>CL</sub>		35			ns	
DIN Setup Time	t <sub>DS</sub>		45			ns	
DIN Hold Time	t <sub>DH</sub>		0			ns	
DOUT Valid Propagation Delay	t <sub>DOV</sub>	C <sub>L</sub> = 50pF			80	ns	
CS High Pulse Width	t <sub>CSW</sub>		20			ns	
CLR Pulse Width	t <sub>CLW</sub>		25			ns	
CS Rise to SCLK Rise Setup Time	t <sub>CSr</sub>		50			ns	

MAX531/MAX538/MAX539

