



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA
Y ELÉCTRICA**

**“MONTAJE Y PUESTA EN MARCHA DE UN BANCO DE
MEDICIÓN DE RUIDO A BAJA FRECUENCIA”**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA**

PRESENTA:

**ELIZARRARÁS PEÑA CHRISTIAN
GARRIDO MUÑOZ HUGO ARMANDO**

DIRECTORES DE PROYECTO:

**DR. LUIS MANUEL RODRÍGUEZ MÉNDEZ
DR. MAURO ALBERTO ENCISO AGUILAR**



Junio 2012

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELECTRICA
UNIDAD PROFESIONAL "ADOLFO LÓPEZ MATEOS"

TEMA DE TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA
POR LA OPCIÓN DE TITULACIÓN TESIS COLECTIVA Y EXAMEN ORAL INDIVIDUAL
DEBERA(N) DESARROLLAR C. CHRISTIAN ELIZARRARAS PEÑA
C. HUGO ARMANDO GARRIDO MUÑOZ

"MONTAJE Y PUESTA EN MARCHA DE UN BANCO DE MEDICIÓN DE RUIDO A BAJA FRECUENCIA"

-LLEVAR A CABO EL MONTAJE Y PUESTA EN MARCHA DE UN BANCO DE MEDICIÓN DE RUIDO A BAJA FRECUENCIA PARA CARACTERIZACIÓN DE DISPOSITIVOS QUE OPERAN EN LOS SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES.
-CONSTRUIR DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO Y GANANCIA ELEVADA.
-IDENTIFICAR LAS PRINCIPALES FUENTES DE RUIDO QUE INTERVIENEN EN EL BANCO DE MEDICIÓN
-MEDIR Y MINIMIZAR LAS FUENTES DE RUIDO PRINCIPALES QUE AFECTAN AL BANCO DE MEDICIÓN.

- INTRODUCCIÓN
- OBJETIVO
- FUENTES DE RUIDO
- BANCO DE MEDICIÓN DE RUIDO A BAJA FRECUENCIA
- CONCLUSIONES
- REFERENCIAS
- ANEXOS
- GLOSARIO

MÉXICO D.F. A 16 DE MAYO DE 2012

ASESORES


DR. LUIS MANUEL RODRÍGUEZ MÉNDEZ


DR. MAURO ALBERTO ENCISO AGUILAR


M. EN C. JOSÉ IRENE OLEA RAMÍREZ


M. EN C. DAVID VAZQUEZ ÁLVAREZ
JEFE DEL DEPARTAMENTO ACADÉMICO DE
INGENIERÍA EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA

Agradecimientos

A Dios, gracias por permitirme llegar hasta donde ahora estoy, por darme las herramientas adecuadas para defenderme, por darme el conocimiento necesario para culminar esta etapa en mi vida, y por poner en mi camino a las personas correctas en tiempo y forma que de algún modo se vieron involucrados y formaron parte de mi vida para llegar a formar la persona que ahora soy.

A mi familia:

A mi padre, Norberto Elizarrarás Cuevas, gracias por todos los conocimientos que me transmites día a día, por nunca dejarme caer desde pequeño, dándome la mano cuando siempre la he necesitado, también gracias por enseñarme a vencer obstáculos que la vida te pone en el camino y por ser mi ejemplo a seguir, ser un patrón a copiar. Gracias por siempre enseñarme la manera correcta de hacer las cosas, por enseñarme a saber que decisiones tomar en la vida, Te amo Papá.

A mi madre, Lilia Peña Franco, gracias por toda la sabiduría que me haz transmitido y todo lo que me haz enseñado desde pequeño, por siempre estar cuando te he necesitado y por al igual que mi padre, ser un ejemplo de persona a seguir, debido a que ustedes dos son mis más grandes aspiraciones e inspiraciones en la vida, gracias por todas las veces que me haz ayudado con tus desvelos y que ahora se ven reflejados en la culminación de éste proyecto de vida. Gracias por siempre corregirme en los errores y orientarme hacia el camino del bien, Te amo Mamá.

A mi hermana, Jessica Elizarrarás Peña, gracias por todo el apoyo como hermana me haz brindado en la carrera, gracias por soportarme todo este tiempo y sabes que cuentas conmigo para que también sigas el ejemplo que a lo largo de nuestras vidas, nuestros padres nos han dado, aquí no solo tienes a un hermano, sino a un amigo para que puedas salir adelante en los proyectos que te propongas en la vida, Te amo Jessica.

A esa persona especial, Laura Yoselin Pineda Baltazar, gracias por escucharme y apoyarme a lo largo de mi carrera, por guiarme en nuevos caminos y enseñarme a llegar a diferentes metas, gracias por todos tus consejos que me diste y al igual, gracias por los conocimientos que me transmitiste, quién fuera a pensar que íbamos a llegar hasta donde ahora estamos, después de que todo comenzó con una simple y sencilla amistad. Gracias por siempre ser mi mano derecha y mi complemento en decisiones que he tomado para culminar mi carrera, Te Amo Laura. Del mismo modo, gracias a todos los integrantes de tu familia, porque todos han jugado un papel esencial en el apoyo e inspiración en mi persona, gracias por soportarme todo el tiempo y sé también que podré contar con su apoyo en mis nuevos proyectos de vida que me proponga, Sr. Ricardo, Sra. Mary, Ricardo, Liz, Pepe, Natalia, Armando, Olga y Zucel, simplemente gracias por todo!

A mis tías, Chelita, Paty, Gaby, Luisa, Ana, Piri, por siempre apoyarme desde pequeño y enseñarme a ser más fuerte, por darme consejos para llegar a ser una mejor persona, gracias por su apoyo y por confiar incondicionalmente en mí.

A mis abuelos, Gabriel Peña Salazar, que me dio sabiduría y entendimiento a la vida, que me demostró que todo se puede y nunca darme por vencido para llegar a mis metas, desde el cielo me cuida y me orienta para llegar a ser un ingeniero. A Rafael Elizarrarás Padilla y Bertha Cuevas Escalante, que son un ejemplo a seguir, me han apoyado desde pequeño y enseñado a salir adelante ante cualquier situación, gracias por los consejos y anécdotas de sus diferentes experiencias, que a lo largo del tiempo a ustedes los han formado, ahora sé que el éxito se lleva en la sangre.

A mis amigos, porque cada uno de ustedes ha jugado un papel fundamental en mi crecimiento tanto como persona como profesionalmente hablando, todos han sido ejemplo en conductas a seguir.

A mi compañero de proyecto, Hugo A. Garrido Muñoz, gracias por todo el apoyo y por formar parte de este proyecto, gracias por los distintos intercambios de conocimientos que tuvimos y por la confianza que me demostraste, espero seguir contando contigo para proyectos futuros.

A mis asesores, el Dr. Luis Manuel Rodríguez Méndez, por darnos la oportunidad de formar parte de este proyecto, por soportarnos y por ser más que solo nuestro asesor, un amigo, gracias por todo el apoyo incondicional que nos brindó y todo el conocimiento que nos compartió. Al Dr. Mauro Alberto Enciso Aguilar, por apoyarnos en el proyecto y dejarnos ser parte del mismo.

Todas estas palabras no bastan para agradecer el enorme apoyo y esfuerzo de todas las personas que influyeron directa e indirectamente para completar este proyecto.

Christian Elizarrarás Peña

A Dios

Por haberme permitido llegar hasta el final de mis estudios, brindándome la sabiduría, la paciencia y la salud para lograr todos y cada uno de mis objetivos.

A mi padre Armando Garrido Eslava

Por haberme apoyado de manera incondicional desde el principio de mis estudios hasta el final sin escatimar esfuerzo alguno, por sus consejos, sus valores, por la motivación constante que me ha permitido seguir su ejemplo como una persona trabajadora y de bien, pero más que nada, por su amor. Te amo papá.

A mi madre María Guadalupe Muñoz Rodríguez

Por haberme dado la vida, por sus consejos y regaños oportunos durante toda mi vida académica y también personal, por la motivación que me imprimió en los momentos más apremiantes para llegar hasta este punto y por su amor incondicional. Te amo mamá.

A mi hermana Eloisa Isabel Garrido Muñoz

Por ser el mejor ejemplo de una hermana mayor enseñándome el significado de la perseverancia, por todo su apoyo en cada momento de mi vida, y de la cual aprendí aciertos y de momentos difíciles. Te amo hermana.

A mis amigos Pedro Bernardo Campos Herros y Dulce Zaragoza Mosqueda, y a mi novia Guadalupe Jiménez Álvarez

Muchas gracias a los tres por escucharme en mis momentos difíciles, no sólo escolares, sino también personales, siempre dándome un consejo en cada una de sus palabras en los momentos apremiantes de mi vida, por sus locuras, su apoyo y su cariño.

A un familiar cercano Álvaro López Andrade

Te agradezco muchísimo tu apoyo durante mi carrera académica, por brindarme tu amistad, por transmitirme esa importante seguridad cuando presente mi examen de admisión al IPN y compartirme tus conocimientos que fueron vitales para realizar de manera adecuada mi examen de admisión.

A mis asesores: el Dr. Luis Manuel Rodríguez Méndez y el Dr. Mauro Alberto Enciso Aguilar

Por su tiempo y su apoyo en todas las etapas del proyecto, especialmente al profesor Luis Manuel con quien pudimos no sólo obtener un apoyo académico

sino también por brindarnos su amistad. Gracias por habernos dado la oportunidad de participar en este proyecto.

A mi compañero de tesis Christian Elizarrarás Peña

Por haber colaborado durante un año en la elaboración y presentación del proyecto, por su amistad y su confianza durante los 4 semestres que compartimos la misma aula.

Muchas gracias a todas estas personas a las cuales les estaré agradecido toda mi vida, y también a aquellas personas que fueron especiales en la misma, como mi abuelo **Daniel Garrido Vázquez**, que me está brindando sus bendiciones desde el cielo.

Hugo Armando Garrido Muñoz

ÍNDICE

GLOSARIO	2
OBJETIVO	4
OBJETIVOS PARTICULARES.....	4
PRÓLOGO	5
RESUMEN DEL CONTENIDO	6
INTRODUCCIÓN:	7
INTRODUCCIÓN GENERAL.....	7
ANTECEDENTES:	10
JUSTIFICACIÓN	11
CAPÍTULO 1 FUENTES DE RUIDO	12
1.1 INTRODUCCIÓN.....	12
1.2 RUIDO A BAJA FRECUENCIA.....	13
1.3 RUIDO TÉRMICO.....	15
1.4 RUIDO DE DISPARO	16
1.5 RUIDO DE GENERACIÓN-RECOMBINACIÓN	18
1.6 RUIDO 1/F.....	19
1.7 CONTRIBUCIÓN DE LAS DIFERENTES FUENTES DE RUIDO A DISTINTAS FRECUENCIAS	21
1.8 FUENTES DE RUIDO EN LOS DISPOSITIVOS DE ALTA FRECUENCIA	21
1.8.1 Modelo de ruido del transistor tipo FET	22
1.8.2 Modelo de ruido del transistor bipolar	23
1.8.3 Modelo de ruido de un diodo.....	25
1.9 CONFIGURACIÓN DE LA MEDICIÓN.	26
1.10 IMPACTO DEL RUIDO A BAJAS FRECUENCIAS EN EL RENDIMIENTO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN	28
CAPÍTULO 2 BANCO DE MEDICIÓN DE RUIDO A BAJA FRECUENCIA	30
2.1 INTRODUCCIÓN	30
2.2 LA ECUACIÓN DE FRIIS.....	31
2.3 LNA MEDIANTE EL CHIP THAT 1512.....	32
2.4 MODELADO DE RUIDO DE UN CUADRIPOLO.....	33
2.5 PRUEBAS PRELIMINARES DEL SISTEMA DE MEDICIÓN:	36
2.6 EL BANCO DE MEDICIÓN DE RUIDO.....	39
2.7 EL ANALIZADOR DE ESPECTROS HP35670A	40
2.8 EL AMPLIFICADOR DE VOLTAJE	43
2.9 LA ALIMENTACIÓN.....	46
2.10 LOS FILTROS UTILIZADOS.....	47
2.11 POLARIZACIÓN DEL TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO	50
2.12 POLARIZACIÓN DEL TRANSISTOR BIPOLAR.....	51
2.13 EL CASO DEL DIODO	52
2.14 INSTRUMENTACIÓN Y TRATAMIENTO DE LOS DATOS	53
CONCLUSIONES	54
REFERENCIAS	56
ANEXOS	58

GLOSARIO

Ancho de Banda: Es la porción del espectro electromagnético ocupada por una señal. Es también el intervalo de frecuencia dentro del cual opera un receptor u otro circuito electrónico, en otros términos es la diferencia entre los límites de frecuencias superior e inferior de la señal o el intervalo de operación del equipo, se puede representar por las letras (BW).

Componentes o Dispositivos activos: Son los dispositivos capaces de excitar a un circuito o de realizar ganancias o control del mismo, un ejemplo son los diodos y transistores.

Componentes o Dispositivos pasivos: Son los dispositivos que no necesitan una fuente de energía para su correcto funcionamiento, un ejemplo son las resistencias, capacitores e inductores (bobinas).

Cuadripolo: Se le denomina así, a una red de circuito eléctrico con dos puertos, caracterizada por una serie de parámetros relacionados con las impedancias que presenta en cada una de las puertas y con su función de transferencia.

Decibel (dB): Es una unidad logarítmica que nos ayuda a determinar la ganancia o pérdida de un circuito. Las fórmulas para calcular la ganancia o pérdidas en decibele de un sistema son:

$$dB = 20 \log \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \quad dB = 20 \log \frac{I_{sal}}{I_{ent}} \quad dB = 10 \log \frac{P_{sal}}{P_{ent}}$$

Densidad espectral: Es la cantidad de potencia contenida en un espacio, puede ser área, volumen, ancho de banda, etc.

Espectro electromagnético: Es el intervalo de señales electromagnéticas que comprende a todas las frecuencias. El espectro electromagnético se extiende desde la radiación de menor longitud de onda, como los rayos gamma y los rayos X, pasando por la luz ultravioleta, la luz visible y los rayos infrarrojos, hasta las ondas electromagnéticas de mayor longitud de onda, como son las ondas de radio.

Estado estacionario: Se define en un sistema, cuando las características del mismo no varían con el tiempo.

FET: Transistor de efecto campo (Field-Effect Transistor en inglés), es un dispositivo electrónico que se basa en el campo eléctrico para controlar la conductividad de un medio en un material semiconductor.

LNA (Low Noise Amplifier): Traducción de Amplificador de Bajo Ruido, que es un dispositivo electrónico que sirve para amplificar señales débiles recibidas en un sistema.

MATLAB: Software matemático que posee un lenguaje de programación propio, con la cual tiene la facilidad de manipular matrices, representar datos, algoritmos y funciones, y tiene la posibilidad de crear interfaces de usuario.

MOSFET: Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor o en por sus siglas en inglés MOSFET, es un transistor utilizado para amplificar o conmutar señales electrónicas.

Portadora: Es una forma de onda, generalmente sinusoidal, que es modulada por una señal que se quiere transmitir. Esta onda portadora es de una frecuencia mucho más alta que la de la señal moduladora (la señal que contiene la información a transmitir).

RF: Siglas del término Radiofrecuencia, señales electromagnéticas están situadas entre los 3 kHz y 300 GHz.

Ruido de fase: Una señal senoidal sin ruido puede ser representada por $v(t)=A \cos(2\pi F_0 T)$ y una señal senoidal con ruido de fase, está representada por $v(t)=A \cos(2\pi F_0 t+ \varphi(t))$ donde φ es una fase aleatoria

Transconductancia: También llamada conductancia mutua, sus unidades son los mhos, es la unidad inversa del Ohm.

Variable aleatoria: Es una función que asocia un número real a cada elemento del espacio muestral. Es decir son aquellas que pueden diferir de una respuesta a otra.

OBJETIVO

Llevar a cabo el montaje y puesta en marcha de un banco de medición de ruido a baja frecuencia para caracterización de dispositivos que operan en los sistemas de telecomunicaciones.

Objetivos Particulares

Construir un amplificador de bajo ruido y ganancia elevada.

Identificar las principales fuentes de ruido que intervienen en el banco de medición

Medir y minimizar las fuentes de ruido principales que afectan al banco de medición.

PRÓLOGO

Este proyecto de tesis tiene por objetivo el implementar un banco de medición de ruido a baja frecuencia, con la finalidad de más tarde estudiarlo en componentes semiconductores de diferentes tecnologías, transistores de efecto de campo, transistores bipolares, diodos, etc. Este banco de medición nos permitirá realizar análisis de voltaje de ruido gracias a los amplificadores de voltaje. La extracción del ruido asociado a cada dispositivo reposa sobre la medición de ruido a la entrada y/o a la salida del dispositivo, teniendo cuidado de retirar la contribución de ruido propio del banco de medición automatizado.

Se podrá observar en todos los dispositivos medidos, que el espectro de ruido medido está formado por componentes de ruido $1/f$, por ruido térmico, ruido de disparo y de vez en cuando por ruido de generación-recombinación.

RESUMEN DEL CONTENIDO

La primera parte de este trabajo aborda un recordatorio de las fuentes de ruido que se detectan a bajas frecuencias, explicando los posibles orígenes de estas fuentes de ruido en los dispositivos y su comportamiento, también se describe la localización de estas fuentes en los dispositivos activos que se desean estudiar en un futuro.

La segunda parte de este trabajo está consagrada a la puesta en marcha de un banco de medición de ruido a baja frecuencia (1 Hz – 52.5 kHz), esta parte es el corazón de este trabajo, se expone el procedimiento adoptado para el análisis de los resultados. Hemos buscado que la instrumentación sea versátil y adaptada a cada tipo de dispositivo. Esto permitirá realizar mediciones de ruido en voltaje a temperatura ambiente.

Finalmente se desarrollan nuestras conclusiones.

INTRODUCCIÓN:

Introducción general

Todos los sistemas de comunicaciones están sujetos al ruido tanto en el canal de comunicaciones como en el receptor. El ruido es una energía aleatoria indeseable que entra en los sistemas de comunicaciones vía el medio de comunicación e interfiere con el mensaje transmitido. Algunos ruidos también se producen en el receptor. Parte del ruido viene de la atmósfera (por ejemplo, de rayos que producen estática); del espacio exterior, donde el sol y otras estrellas emiten varias clases de radiación que pueden interferir con las comunicaciones.

Por otro lado, muchos componentes electrónicos generan ruido internamente debido a la agitación térmica de los átomos y otros fenómenos. Los resistores y los transistores son componentes comunes que producen ruido. No obstante que estas señales de ruido son de bajo nivel, con frecuencia pueden interferir en forma grave con las señales que llegan al receptor muy atenuadas después de transmitirse desde muy larga distancia. En algunos casos, el ruido puede borrar por completo el mensaje, en otros, resulta en interferencia parcial. El ruido es uno de los problemas más serios en las comunicaciones electrónicas. A pesar de que tal vez no puede eliminarse por completo, hay formas de tratarlo.

En lo que respecta a las aplicaciones de alta frecuencia, el mercado de la microelectrónica requiere de la presencia de componentes rápidos con una escala de integración elevada. Las velocidades elevadas de funcionamiento obtenidas para transistores de algunas tecnologías están ligadas a ciertas propiedades de las heteroestructuras, pero también a los tamaños reducidos del dispositivo que es posible alcanzar.

La reducción de las dimensiones produce algunos problemas. Para los transistores, el ruido a baja frecuencia aumenta a medida que las dimensiones de la zona activa de los componentes disminuyen. Para las aplicaciones a alta frecuencia, el ruido a baja frecuencia es degradante, ya que a través de las no linealidades, se puede degradar el desempeño de los circuitos. Se sabe que el ruido de fase de un oscilador de microondas está ligado al ruido a baja frecuencia. Para las comunicaciones se dan fenómenos de conversión de señales no deseables en canales vecinos, siendo el ruido a baja frecuencia uno de los principales factores limitantes. Así también para los circuitos lógicos rápidos (VLSI) los cuales al disminuir los voltajes de alimentación para mantener un auto-calentamiento razonable, es el nivel de ruido quien limitará su alcance máximo en frecuencia.

Grandes esfuerzos se han llevado a cabo para mejorar el desempeño en ruido a baja frecuencia de los dispositivos y en general los resultados son muy positivos. Los modelos eléctricos de ruido $1/f$ están basados en una fluctuación de la movilidad de portadores ($\Delta\mu$), o del número de portadores (Δn), o bien por una fluctuación correlacionada del número de portadores y de la movilidad ($\Delta n\text{-}\Delta\mu$). Todos los modelos predicen que el ruido aumenta cuando las dimensiones de la zona activa de los transistores disminuyen, lo que ha sido confirmado por la experimentación. Sin embargo, estas tres teorías no pueden explicar todas las observaciones experimentales como por ejemplo las obtenidas en los MOSFETS con óxidos de compuerta que presentan constantes dieléctricas elevadas.

El interés de este trabajo es el de desarrollar un banco de medición de ruido a baja frecuencia que viene a reforzar los medios de caracterización disponibles en este momento (mediciones estáticas, mediciones de HF-parámetros S y ruido). Este acercamiento experimental permitirá remontar al corazón de las fuentes de ruido, de aclarar las propiedades intrínsecas de la estructura del componente y de sus defectos. Estas informaciones dan una indicación sobre la calidad de un proceso tecnológico y es propicio a ayudar sobre las modificaciones de la fabricación. El ruido a baja frecuencia es también una

herramienta poderosa para la espectroscopia de defectos, apoyándose en un análisis de ruido de generación-recombinación en función de la temperatura.

El segundo objetivo de tener un banco de medición de ruido es de comparar los desempeños en ruido de diferentes tecnologías y de diferentes tipos de dispositivos para evaluar sus desempeños. Los desempeños en baja frecuencia son comparados con los factores de mérito. Los desempeños en ruido son puestos en perspectiva con otras características obtenidas por mediciones de parámetros S, de ruido HF sobre estos mismos dispositivos.

Antecedentes:

En el Instituto Politécnico Nacional, en la Sección de Estudios de Posgrados e Investigación de ESIME Zacatenco, se han realizado estudios acerca de las consecuencias que tiene el ruido en los sistemas de comunicación, tanto satelital como terrestre. También se han llevado a cabo el análisis de ruido a alta frecuencia en dispositivos de telecomunicaciones, ya que se cuenta con un banco de medición de ruido automatizado para estas frecuencias [Hibrahim], con estos resultados es posible ahora llevar a cabo el diseño de amplificadores de bajo ruido para receptores de microondas.

En este mismo departamento se ha llevado a cabo el análisis y modelado de las propiedades del ruido electrónico de dispositivos transistores bipolares de heterounión de SiGe para telecomunicaciones inalámbricas [Anibal], estos trabajos han sido muy prometedores, ya que por su cercanía con la respuesta real (obtenida a partir de la medición) se han derivado múltiples artículos en revistas y congresos internacionales.

Por estas razones entre otras, estamos proponiendo la implementación de un banco de medición de ruido a baja frecuencia que podrá ser utilizado para el estudio de estos mismos componentes, haciendo más amplio el espectro de análisis de los dispositivos de alta frecuencia, hasta este momento no se tiene reportado la existencia de un banco de medición de ruido a baja frecuencia en el IPN ni en el País, lo cual será de gran ventaja, ya que estos resultados se podrán utilizar en el estudio del ruido en dispositivos de vanguardia como son los nanomateriales y estructuras periódicas entre otras.

Justificación

En el posgrado de Telecomunicaciones de la ESIME, se está llevando a cabo el estudio de dispositivos que operan a altas frecuencias, estos estudios van desde la caracterización, análisis y modelado, esto con la finalidad de obtener las principales propiedades que nos permitan llevar a cabo el diseño, fabricación de prototipos, introducir mejoras a la tecnología, realizar simulaciones confiables, etc. Actualmente se cuentan con bancos de medición que permiten obtener las características de un dispositivo de alta frecuencia, como son su ganancia, acoplamiento de entrada, ruido a alta frecuencia, aislamiento y características estáticas (corriente continua).

Estas características son de gran importancia sin duda, sin embargo el banco de medición de ruido a baja frecuencia viene a reforzar y complementar el estudio de los dispositivos de alta frecuencia, ya que conociendo las características de ruido a baja frecuencia, es posible conocer si el componente estudiado es apto para aplicaciones de osciladores, mezcladores y Phase-Locked-Loop (PLL), también es posible llevar a cabo la identificación de defectos presentes en la tecnología de fabricación, se puede también determinar la fiabilidad de estos dispositivos.

CAPÍTULO 1 FUENTES DE RUIDO

1.1 Introducción

En este capítulo se presentan de manera breve las principales fuentes de ruido que están presentes en el espectro electromagnético, en particular a bajas frecuencias, después de una descripción y explicación de cada una de estas fuentes, se describen las ecuaciones que modelan a las fuentes de ruido y también se describen los circuitos eléctricos equivalentes que se utilizarán en estudios posteriores, modelos que indican las principales fuentes de ruido intrínsecas del dispositivo y como intervienen en el ruido global del componente.

Como se sabe, el ruido es uno de los fenómenos asociados con los materiales semiconductores y que existe en todos de los equipos de medición, semiconductores, dispositivos pasivos, etc. El ruido es la señal aleatoria que más afecta a los sistemas de comunicación de alta frecuencia, estableciendo un límite fundamental en el nivel de la señal útil. Por ello, el análisis del ruido puede poseer información importante y puede ser usada como una herramienta para probar por ejemplo: la pureza del material, la densidad de defectos en el componente y la confiabilidad del material. El ruido ha sido un tema de interés durante décadas debido a su importancia en la microelectrónica. Entendiendo el ruido, puede ayudar a científicos e ingenieros no sólo a minimizar su impacto en circuitos y sistemas, sino también a caracterizar los defectos en los materiales o conocer el eco que quedó de la gran explosión que dio origen al universo. El Ruido a Baja Frecuencia, por sus siglas en inglés (LFN) no sólo incorpora todas las características generales de ruido, pero también tiene su propio mecanismo de ruido único y tiene un importante impacto en los circuitos y sistemas.

1.2 Ruido a baja frecuencia

El ruido a baja frecuencia es una señal aleatoria que está presente de manera natural en los dispositivos semiconductores. El cual como se puede observar en la figura 1.1 en el dominio de la frecuencia, este espectro puede estar formado por diferentes fuentes individuales de ruido, como son el tipo de ruido conocido como $1/f$, ruido G-R (generación-recombinación) y ruido térmico o de disparo. Es de señalar que el ruido térmico o de disparo es el único tipo de ruido que se extiende más allá de las bajas frecuencias hasta llegar a las altas frecuencias. Las fuentes de ruido térmico y el ruido de disparo son también conocidas como ruido blanco y son de banda ancha ya que cubren por completo el espectro de frecuencias electromagnéticas. La suma total de las diferentes fuentes de ruido da origen un espectro de ruido total, se dice que este espectro total de ruido puede no siempre contener el tipo de ruido G-R, ya que este se observa por lo general en dispositivos semiconductores III-V (semiconductores de la columna III y V de la tabla periódica).

Podemos también observar en la figura 1.1 que la contribución de ruido $1/f$ es muy importante a bajas frecuencias, pero a medida que incrementa la frecuencia este ruido se reduce de manera proporcional, de ahí viene su nombre. Cuando existe la presencia de ruido tipo G-R es sencillo identificarlo debido a su espectro el cual forma una curva característica conocida como Lorentziana. A mayor frecuencia, este ruido decrece hasta que se vuelve despreciable en comparación con el ruido térmico.

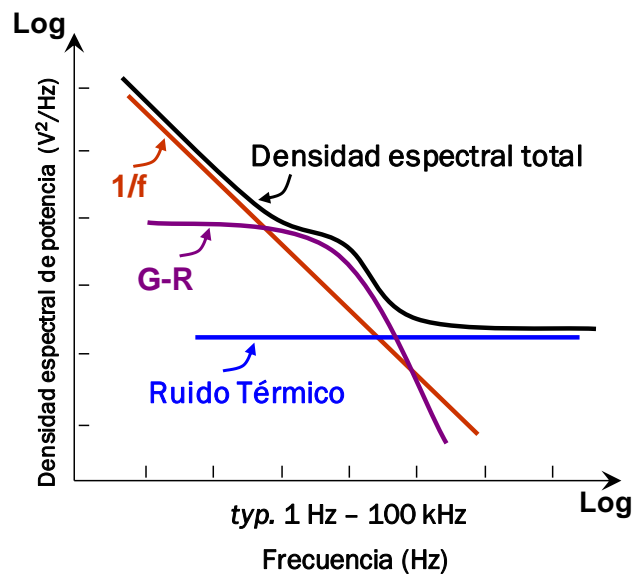


Figura 1.1 Espectro de ruido a baja frecuencia en el dominio de la frecuencia

En el dominio del tiempo resulta más complicado identificar cada una de las fuentes de ruido presentes en un dispositivo, sin embargo de manera aislada podríamos observar sus características como se muestra en la figura 1.2, donde se aprecia a) el ruido térmico o de disparo (ruido blanco), b) el ruido G-R (ruido de palomitas de maíz) c) y el ruido $1/f$. Todas estas fuentes de ruido juntas interactuando entre sí en un dispositivo, resulta muy difícil de ser observadas por un osciloscopio, por esta razón se prefiere su estudio en un analizador de espectros.

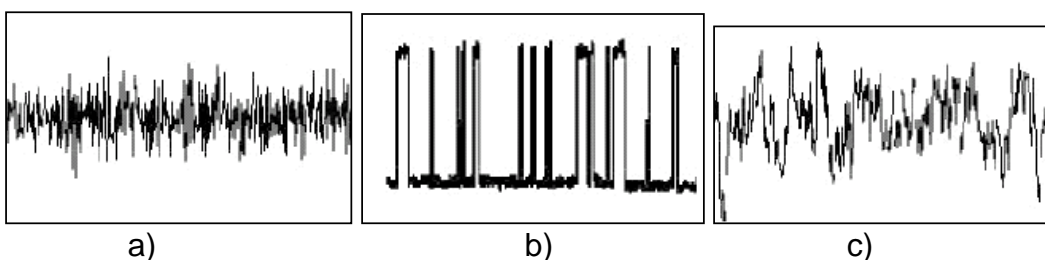


Figura 1.2 Espectro de ruido a baja frecuencia en el dominio del tiempo
a) ruido térmico o de disparo, b) ruido G-R, c) ruido $1/f$

Se sabe que las fuentes de ruido que más pueden contribuir en el espectro total de un dispositivo activo son las fuentes de ruido que físicamente están localizadas en las uniones emisor-base, emisor-colector, base-colector,

compuerta-fuente y drenaje-fuente. Estas fuentes de ruido pueden ser asociadas con la difusión, recombinación, efecto túnel, captura y otros procesos. Debido a la complejidad de las posibles fuentes de ruido, las mediciones del ruido necesitan ser establecidas con precaución para permitir extraer la contribución de cada fuente de ruido y poder ser identificadas experimentalmente con diferentes mediciones establecidas.

1.3 Ruido térmico

También conocido como Ruido Johnson [Johnson], considerando un dispositivo óhmico a temperatura T . Los portadores de carga dentro del dispositivo, chocan causando así un movimiento aleatorio Browniano con una energía cinética proporcional a T . Esto produce las fluctuaciones de voltaje con un valor promedio de cero, pero un valor eficaz diferente a cero el cual está dado por:

$$V_n = \sqrt{\frac{4hfBR}{e^{hf/kT} - 1}} \quad (1.1)$$

donde V_n es el valor eficaz en volts, $h=6.63 \times 10^{-34}$ Js es llamada la constante de Planck, $k=1.38 \times 10^{-23}$ JK⁻¹ es la constante de Boltzman, B es el ancho de banda del sistema en Hz, f es la frecuencia central de la banda en Hz y R es la resistencia en Ohms. Para las bajas frecuencias consideradas aquí, usaremos la aproximación de Rayleigh-Jeans, donde consideramos solo los dos primeros términos de la serie de la expansión exponencial, $e^{hf/kT} - 1 \approx hf/kT$. Usando la aproximación y convirtiendo a densidad espectral de voltaje V_n^2/B , obtenemos [Nyquist]:

$$S_V = 4kTR \quad (1.2)$$

Por lo tanto, el ruido térmico depende de la temperatura y de la resistencia y es observado en todo el espectro de frecuencias ya sea en los resistores (dispositivos pasivos) y transistores (dispositivos activos).

En un resistor R , el ruido térmico puede representarse como una fuente de voltaje V_n en serie con un resistor ideal libre de ruido como se muestra en la Figura 1.3b, o por una fuente de corriente I_n en paralelo con el resistor ideal como en la Fig. 1.3c.

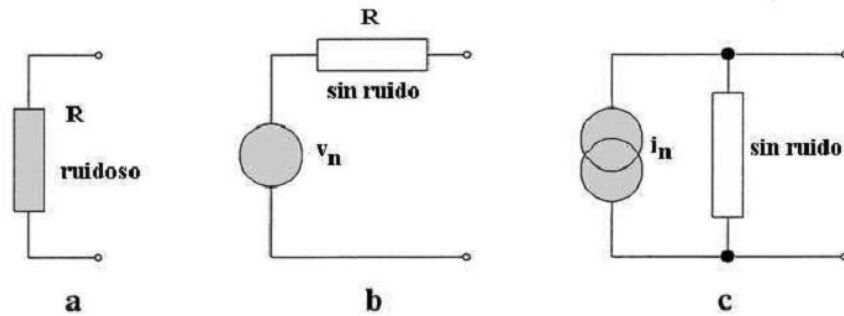


Figura 1.3: (a) Resistor ruidoso; (b) Resistor libre de ruido con fuente de voltaje de ruido asociada; (c) Resistor libre de ruido con fuente de corriente de ruido asociada

1.4 Ruido de disparo

Este ruido se debe a la naturaleza del transporte de las cargas. En 1918, Walter Schottky descubrió el ruido de disparo en tubos de radio y desarrolló lo que se ha conocido como el Teorema de Schottky. En un tubo, bajo condiciones de estado estacionario, la corriente promediada en el tiempo es constante, pero los tiempos de llegada de los electrones no son equidistantes, debido a que los electrones dejan el cátodo en tiempos aleatorios. Esto lleva a las fluctuaciones de corrientes medidas, que pueden ser descritas por simples estadísticas de Poisson. Esto requiere que una corriente continua esté presente o de no haber una corriente continua el ruido de disparo no existiría y el ruido térmico sería el dominante. El ruido de disparo puede ser observado por ejemplo, en las barreras Schottky y en uniones PN donde los resultados de la corriente de la emisión aleatoria de partículas cargadas son distintos e independientes. La densidad espectral de corriente, está dada por:

$$S_I = 2qI \quad (1.3)$$

donde I es la corriente continua en Amperes y $q=1.6 \times 10^{-19} \text{C}$. El ruido de disparo en uniones PN es independiente de la frecuencia, por lo tanto es constante en todo el espectro radioeléctrico.

Para ilustrar el fenómeno, consideremos algunos electrones en el vacío entre dos electrodos A y B (Figura 1.4a). Los electrones son emitidos por el electrodo A y colectados por el electrodo B, el cual tiene un potencial positivo con respecto a A.

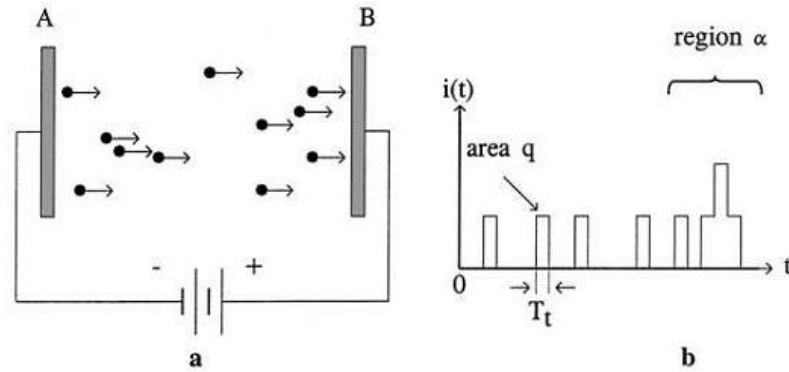


Figura 1.4 (a). Grupo de electrones desplazándose de un electrodo a otro, (b). Pulsos elementales de corriente

El número de electrones cruzando un plano específico (plano B) Fluctuaría de un corto periodo de tiempo a otro, debido a la tasa de emisión aleatoria de electrones en el plano A y también debido a la distribución aleatoria de las velocidades individuales. Cada que un electrón cruza el plano B, aparece un pulso de corriente en un circuito externo cuya área es igual a la carga elemental q y T_t corresponde al tiempo de tránsito (tiempo necesario para cruzar la barrera). La región α corresponde a un conjunto de 5 electrones que alcanzaron el plano B (Figura 1.4b).

A pesar de que desde un punto de vista macroscópico la corriente parece ser constante, desde una perspectiva microscópica sus valores instantáneos fluctúan alrededor de la media. Este mecanismo de ruido se conoce como ruido de disparo y se debe, esencialmente, a la naturaleza discreta (granular) de la carga eléctrica.

1.5 Ruido de Generación-Recombinación

Este tipo de ruido se encuentra relacionado con fluctuaciones estadísticas en la población de portadores de carga debido a la generación y/o recombinación aleatoria, así como a que algún portador de carga pueda situarse en trampas energéticas de manera aleatoria y de la misma forma salir de ellas.

Cuando un enlace covalente es destruido, se genera siempre un par electrón-hueco, para lo cual se necesita una pequeña cantidad de energía extra; esto puede realizarse con calor, o bien, iluminando la superficie del semiconductor. Dado que el flujo de energía es cuantizado y por consecuencia, no uniforme, la generación de los portadores de carga es un proceso aleatorio, tanto en el espacio como en el tiempo.

La generación de carga opuesta es un proceso simultáneo conocido como recombinación de pares electrón-hueco; esto se presenta cada vez que un electrón se encuentra con un hueco, las circunstancias de este encuentro dependen del movimiento Browniano de los portadores, y por lo tanto, la recombinación es también un proceso aleatorio.

Las trampas (generadas por discontinuidades en la energía o en la superficie física del material) juegan también un papel muy importante, dado que electrones y huecos son capturados, y luego liberados después de un cierto lapso de tiempo, se induce una fluctuación adicional en la población de portadores de carga. Estos procesos pueden ser descritos como:

$$\frac{d\Delta N}{dt} = -\frac{\Delta N}{\tau} \quad (1.4)$$

donde ΔN es la fluctuación en el número de portadores y τ es la constante característica del tiempo asociada ya sea con el proceso G-R o los procesos de captura-liberación. La solución para la ecuación es:

$$\Delta N = X e^{-t/\tau} \quad (1.5)$$

donde X es una variable aleatoria (número de electrones o huecos). La transformada de Fourier de la función de auto-correlación de una variable

aleatoria es la densidad espectral de potencia. La función auto-correlación de ΔN es:

$$r_{\Delta N \Delta N}(t) = \overline{\Delta N(t_0)\Delta N(t_0 + t)} = \overline{\Delta N^2} e^{-t/\tau} \quad (1.6)$$

Como resultado, la densidad espectral de potencia de ΔN es:

$$S_N(f) = \overline{4\Delta N^2} \frac{\tau}{1+(2\pi f)^2\tau^2} \quad (1.7)$$

Este tipo de espectro de ruido es conocido como el espectro de ruido Lorentziano, que es plano a baja frecuencia y se comporta como $1/f^2$ en altas frecuencias [Ziel][Jones], como se muestra en la figura 1.5.

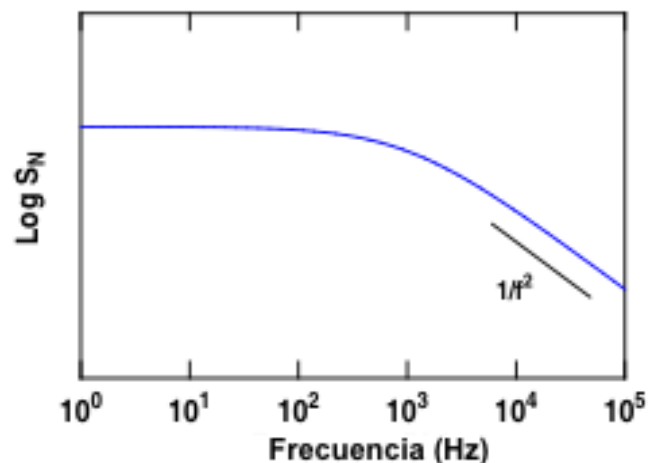


Figura 1.5 Gráfica espectral de ruido Lorentziano

1.6 Ruido 1/f

El origen físico de este tipo de ruido aún no se ha entendido por completo; siempre se presenta en muchas situaciones no-eléctricas. En general, no existe alguna explicación general disponible, pero una propiedad general es que su espectro depende de la frecuencia de trabajo (se incrementa al reducir la frecuencia, de ahí el nombre). En semiconductores, el ruido 1/f es siempre condicionado por la existencia de una corriente continua en un medio discontinuo. Se asume que se debe tanto a defectos que afectan la red del

semiconductor (incluyendo átomos de impureza no deseados) o a interacciones entre los portadores de carga y los estados de energía en la superficie del semiconductor.

Se pueden definir también las siguientes propiedades del ruido $1/f$:

La función de densidad de probabilidad de las amplitudes de este ruido no es Gaussiana. Es más prominente cuando las corrientes son debidas a un número muy pequeño de portadores de carga. Las pruebas realizadas en un determinado número de muestras muestran que el ruido $1/f$ varía de una muestra a otra, incluso para dispositivos fabricados en la misma prueba y el nivel de ruido depende de la calidad del dispositivo.

El ruido uno en f ($1/f$), también llamado ruido rosa. Este ruido es causado por una fluctuación en la conductividad σ ,

$$\sigma = q(\mu_n n + \mu_p p) \quad (1.8)$$

donde μ_n y n son la movilidad y la densidad de electrones respectivamente, y μ_p y p son la movilidad y densidad de huecos respectivamente. Por lo tanto, las fluctuaciones de la conductividad pueden ser causadas por fluctuaciones en el número de portadores o en su movilidad.

Para muestras homogéneas de semiconductores y metales, según Hooge (1969) presentó una relación empírica para el ruido $1/f$:

$$\frac{S_G}{G^2} = \frac{\alpha}{fN} \quad (1.9)$$

donde S_G es la densidad espectral de las fluctuaciones en la conductancia G , N es el número total de portadores libres y α es un parámetro adimensional.

1.7 Contribución de las diferentes fuentes de ruido a distintas frecuencias

Los distintos mecanismos de ruido discutidos en la sección anterior se encuentran siempre presentes en los dispositivos semiconductores en mayor o menor medida de acuerdo a su estructura, polarización, temperatura, frecuencia de operación, entre otras. La Tabla 1.1 muestra un resumen de los mecanismos de ruido presentes en diferentes condiciones para distintos dispositivos.

Tabla. 1.1: Principales tipos de ruido presentes en diferentes dispositivos

	Sin polarización	Bajas Frecuencias	Altas frecuencias	$f > 1$ THz
Resistor	Térmico	$1/f$	térmico	Térmico
Diodo	Térmico	disparo, $1/f$, G-R	disparo	Térmico
Transistor Bipolar	Térmico	disparo, $1/f$, G-R	térmico, disparo	Térmico
FET	Térmico	térmico, disparo, $1/f$, G-R	térmico	Térmico
MOS	Térmico	$1/f$	térmico	Térmico

1.8 Fuentes de ruido en los dispositivos de alta frecuencia

En esta sección se describen los modelos equivalentes en pequeña señal para el ruido a baja frecuencia de los diferentes dispositivos de microondas, esto con el objeto de identificar las diferentes fuentes de ruido que están presentes en un dispositivo y para en un futuro poder extraerlas, predecirlas de acuerdo a la tecnología utilizada. La extracción de estas fuentes de ruido se puede llevar a cabo mediante la aplicación de diferentes regímenes de polarización. En este trabajo decidimos incluir estos modelos a pesar de que no se utilizarán en esta ocasión, pero si serán de gran utilidad para los trabajos futuros en donde se estudiarán estos dispositivos.

1.8.1 Modelo de ruido del transistor tipo FET

La figura 1.6 presenta el esquema equivalente simple de un transistor tipo FET en régimen de pequeña señal y a baja frecuencia. Las capacitancias son despreciables ya que estamos en las muy bajas frecuencias (las capacitancias intrínsecas y las extrínsecas tienen valores muy pequeños). El ruido asociado a la parte intrínseca está representado por dos densidades espectrales de ruido en corriente

S_{ig} y S_{Ich} representadas por dos generadores localizados respectivamente en paralelo en la entrada y en la salida. $S_{I_{RG}}$, $S_{I_{RS}}$ y $S_{I_{RD}}$ representan las densidades espectrales en corriente de las resistencias de compuerta R_G , de fuente R_S y de drenaje R_D respectivamente. Las conductancias g_{gs} y g_{gd} representan hipotéticas fugas de compuerta. Sus valores son débiles si la corriente de fuga I_G es pequeña.

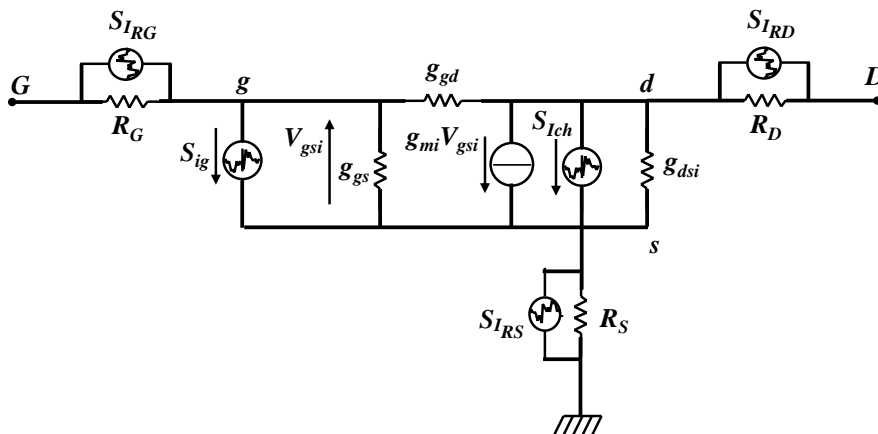


Figura 1.6 Circuito equivalente en pequeña señal para un FET con sus fuentes de ruido

Utilizando los parámetros del circuito equivalente en pequeña señal, como la conductancia del canal g_{dsi} y la transconductancia g_{mi} , la densidad espectral en corriente en la salida total en el drenaje puede escribirse como:

$$S_{ID} = \frac{S_{Ich} + S_{ig} + g_{dsi}^2 R_D^2 S_{I_{RD}} + R_S^2 (g_{mi} + g_{dsi})^2 S_{I_{RS}}}{\left[1 + g_{mi} R_S + g_{dsi} (R_S + R_D)\right]^2} \quad (1.10)$$

La densidad espectral en corriente en la salida total puede obtenerse también por la relación:

$$S_{ID} = S_{Vg} \times g_m^2 \quad (1.11)$$

donde g_m es la transconductancia extrínseca y S_{Vg} es la densidad espectral en voltaje trasladada a la entrada. Utilizando un amplificador de voltaje conectado en las terminales de drenaje y fuente, se puede calcular S_{ID} con:

$$S_{ID} = \frac{S_{VD}}{(GR_{EQUIV})^2} \quad (1.12)$$

donde S_{VD} es la densidad espectral en voltaje medida a la salida del dispositivo, G es la ganancia del amplificador de voltaje y R_{EQUIV} es la resistencia equivalente vista entre el drenaje y la fuente compuesta de tres resistencias en paralelo, la resistencia de carga que será utilizada, la resistencia, la resistencia estática del canal R_{DS} y la impedancia de entrada del amplificador.

En fin este modelo es capaz de predecir bien el ruido total en la salida de los FETs por estudiar a futuro.

1.8.2 Modelo de ruido del transistor bipolar

Afín de analizar correctamente los resultados de las mediciones, es importante apoyarse en un modelo eléctrico que sea capaz de tomar en cuenta la influencia de los elementos extrínsecos e intrínsecos en pequeña señal y que permita extraer las fuentes de ruido dominantes del transistor. Las densidades espectrales de potencia se podrán medir en la entrada y en la salida del transistor para diferentes polarizaciones (en configuración emisor común)

La figura 1.7 representa el esquema equivalente en ruido del transistor bipolar, con el modelado en ruido del sistema de medición. La representación comprende dos fuentes de ruido en corriente, una está asociada a la corriente de base cuya densidad espectral se escribe S_{I_B} y la otra está asociada a la corriente de colector cuya densidad espectral se escribe S_{I_C} . El modelo comprende también dos fuentes de ruido térmico relacionadas con las resistencias de base ($S_{V_{R_B}}$) y de emisor ($S_{V_{R_E}}$).

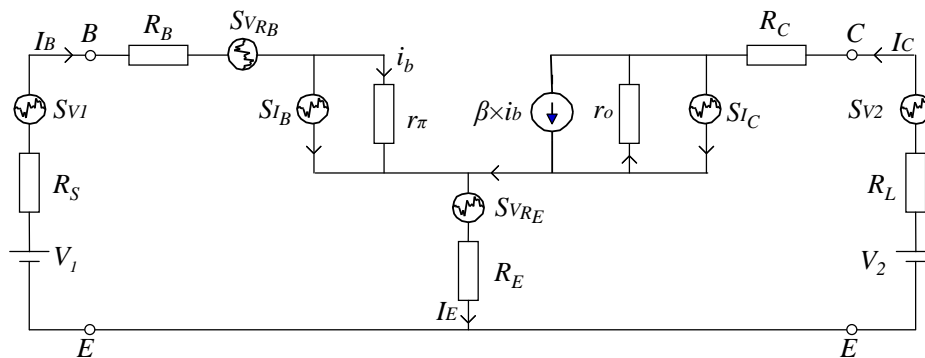


Figura 1.7 Modelo equivalente de pequeña señal del transistor bipolar y del sistema de medición con sus fuentes de ruido.

La contribución en ruido de la resistencia de colector R_C resulta despreciable ya que esta resistencia está situada a la salida del transistor y es superada por la cadena de amplificación. Por otro lado la resistencia de carga R_L es muy grande en comparación con R_C . El modelado eléctrico de las terminales de la medición está representado de manera simplificada gracias a los generadores de voltaje (V_1 , V_2) y a las resistencias de fuente R_S y de carga R_L , y a las fuentes de ruido equivalente en voltaje S_{V1} y S_{V2} de estas terminales.

En su representación en π y a baja frecuencia, los elementos del esquema equivalente en pequeña señal del transistor son las resistencias de acceso R_B , R_C y R_E , la resistencia dinámica r_{π} , la resistencia de salida r_o , y la ganancia en corriente β .

Las fuentes de ruido pueden ser separadas en diferentes tipos de ruido:

$$S_{I_B} = 2qI_B + S_{I_B}^{1/f} + S_{I_B}^{GR} \quad (1.13)$$

$$S_{I_C} = 2qI_C + S_{I_C}^{1/f} + S_{I_C}^{GR} \quad (1.14)$$

$$S_{V_{R_B}} = 4kTR_B + S_{V_{R_B}}^{1/f} \quad (1.15)$$

$$S_{V_{R_E}} = 4kTR_E + S_{V_{R_E}}^{1/f} \quad (1.16)$$

donde las fuentes S_{I_B} y S_{I_C} están compuestas por ruido de disparo, ruido $1/f$ y ruido de generación-recombinación y las fuentes $S_{V_{R_B}}$ y $S_{V_{R_E}}$ están compuestas por ruido térmico y ruido $1/f$. Sin embargo, estas últimas pueden también contener ruido G-R.

La configuración del banco de medición permitirá extraer las diferentes fuentes que componen el espectro de ruido.

1.8.3 Modelo de ruido de un diodo

En la figura 1.8 está representado el esquema equivalente de un diodo. Este modelo comprende una resistencia dinámica R_D que constituye un generador de ruido cuya densidad espectral de potencia de ruido intrínseca es S_{I_D} . La resistencia R_D puede ser calculada por la relación $k_B T/qI_D$. El modelo comprende igualmente una resistencia de acceso al diodo R_S con una densidad espectral asociada $S_{V_{R_S}}$. Cada fuente de ruido puede estar compuesta de diferentes fuentes de ruido:

$$S_{I_D} = S_{I_M} + S_{I_D}^{1/f} + S_{I_D}^{GR} \quad (1.17)$$

donde S_{I_M} corresponde al ruido de piso siguiente:

$$S_{V_{R_S}} = 4kTR_S + S_{V_{R_S}}^{1/f} \quad (1.18)$$

La densidad espectral de voltaje a la salida del diodo puede escribirse:

$$S_{V_D} = S_{VR_S} + S_{i_D} R_D^2 \quad (1.19)$$

Así la densidad espectral en corriente a la salida del diodo es:

$$S_{I_D} = \frac{S_{V_D}}{(R_D + R_S)^2} \quad (1.20)$$

Los resultados de las mediciones con amplificadores de voltaje pueden ser representados en densidad espectral de corriente S_{I_D} para simplificar el análisis.

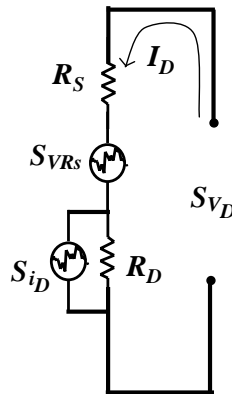


Figura 1.8 Modelo equivalente en pequeña señal de un diodo con sus fuentes de ruido.

1.9 Configuración de la medición.

Los sistemas de medición de ruido a bajas frecuencias fueron desarrollados para caracterizar el ruido a bajas frecuencias en dispositivos electrónicos, principalmente en dispositivos activos. Diferentes técnicas de medición son aplicadas en estos sistemas para ayudar a aclarar las fuentes de ruido en los transistores.

Aunque la configuración de medición parezca simple, no es fácil obtener un espectro de ruido a bajas frecuencias claro. Para una eficaz medición se requiere de un aislamiento completo del sistema a señales externas, lo que

implica la construcción de una jaula de Faraday y minimizar el uso de equipos electrónicos cercanos a la región de trabajo. El ruido intrínseco debe ser amplificado y medido reduciendo al máximo las fuentes de ruido externas al dispositivo de prueba, para esto algunos sistemas de medición son llevados a cabo con bancos de baterías lo que convierte estos bancos de medición en sistemas voluminosos y poco flexibles a la automatización. El ruido intrínseco no es lo suficientemente fuerte como para superar las interferencias de señales parásitas en el sistema de medición, incluso después de que se amplifica. Cuando se mide el ruido a bajas frecuencias, se debe de tener una atención considerable. Algunas recomendaciones que en este trabajo se tomaron en cuenta son:

- Buena colocación de la tierra física. La tierra es muy importante durante las mediciones. Para lograr una mejor precisión, es preferible usar una tierra en común en el sistema, para asegurar que no existe una diferencia de potencial en los puntos de tierra del sistema. De otra manera, el ruido debe ser acoplado al circuito de medición.
- Un buen aislamiento. El aislamiento es usado para suprimir la interferencia externa que puede afectar la configuración de la medición. El uso de una buena caja de protección y cables cortos, mejoran drásticamente el aislamiento. Los cables cortos pueden limitar la trayectoria de acoplamiento del aislamiento. La caja de protección es definitivamente una buena opción para mejorar el aislamiento. Una caja metálica con buen espesor puede proporcionar un aislamiento eléctrico excelente ofreciendo una protección magnética adicional que valga la pena.
- Configuración simple de medición. Una configuración complicada ciertamente incrementa la posibilidad del ruido de fondo y reduciendo la interferencia, así que, el número de componentes usados en la trayectoria eléctrica, necesita ser lo más reducido posible con el fin de obtener un espectro más claro. Si es necesario agregar algunos componentes para el transistor, es preferible usar interferencia mecánica entre el circuito de medición y el circuito a medir.

1.10 Impacto del ruido a bajas frecuencias en el rendimiento de un sistema de comunicación

En los diodos y transistores con aplicación en telecomunicaciones, es el ruido a bajas frecuencias el que más puede afectar en el rendimiento de un sistema de comunicación. Se sabe que es el ruido $1/f$, el ruido generación-recombinación, el ruido térmico y el ruido de disparo quienes son convertidos en ruido de fase por algunos dispositivos como son los mezcladores y los osciladores. Un oscilador ideal por ejemplo, es el que presenta el mínimo de ruido de fase, permitiendo con esto la demodulación de señales muy débiles cercanas al ruido de piso del sistema. En la figura 1.9 se puede apreciar el ruido a baja frecuencia transformado en ruido de fase lo que dificulta llevar a cabo la demodulación de una señal que tiene componentes de frecuencia cercanas a la portadora [Lee].

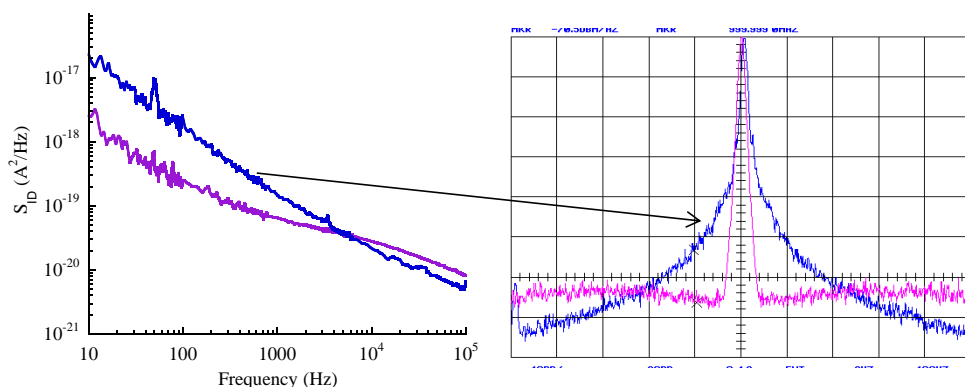


Figura 1.9 Degradación de la relación señal a ruido en mezcladores (para receptores superheterodinos)

En las tecnologías recientes de microprocesadores se empiezan a utilizar transistores con longitudes de compuerta que alcanzan los 65 nm y las tendencias parecen indicar que llegarán a fabricarse aún más pequeños, logrando con esto una mayor velocidad y capacidad de procesamiento, sin embargo a medida que la tecnología de los transistores va siendo cada vez más pequeña, se requiere de voltajes de polarización más débiles a fin de evitar el autocalentamiento y reducir el consumo de potencia, pero a menores voltajes, el umbral de ruido se vuelve más importante o cercano a las señales

útiles, aunado a esto se están teniendo bastantes problemas de fiabilidad, es decir, que un lote de dispositivos, una porción importante resultan defectuosos, ya que el más mínimo defecto en la estructura cristalina puede ocasionar estragos en el sistema de procesamiento, estragos que se pueden traducir como incrementos en el nivel de ruido o dañando por completo algunos sectores del procesador. Por otro lado, se sabe que el estudio del ruido a baja frecuencia es una herramienta muy sensible para detectar y localizar trampas en los semiconductores, lo que podría ser una solución alternativa a este tipo de problemas.

En los sistemas de comunicación (por ejemplo FDMA) se pueden tener problemas de interferencia o invasión en los canales vecinos, por el uso de un oscilador de baja calidad (ruido de fase elevado). Como se puede observar en la figura 1.10 donde el ruido de fase del canal $n+1$ puede llegar a invadir los canales vecinos n y $n+2$. El ruido de fase elevado vuelve al sistema menos selectivo o sensible, lo que implica que el sistema receptor tendrá una menor área de cobertura y requerirá de anchos de banda mayores al ser necesario el uso de frecuencias de guarda más amplias.

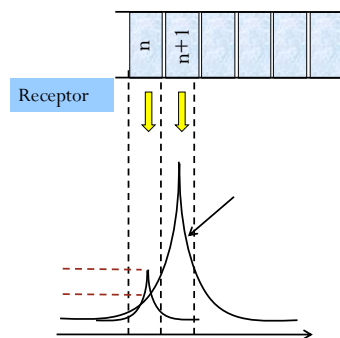


Figura 1.10 Ruido de fase del canal $n+1$ invadiendo los canales vecinos n y $n+2$

En el siguiente capítulo se describirá el desarrollo experimental que se utiliza para extraer el ruido en los dispositivos bajo prueba, esta extracción se llevará a cabo mediante determinada instrumentación configurada para privilegiar el ruido del dispositivo sobre el ruido que agregan el resto de los instrumentos de medición, a toda esta configuración se le conoce como banco de medición de ruido a baja frecuencia.

CAPÍTULO 2 BANCO DE MEDICIÓN DE RUIDO A BAJA FRECUENCIA

2.1 Introducción

En este capítulo, presentamos los medios experimentales necesarios para identificar y caracterizar el ruido a baja frecuencia. La caracterización del ruido requiere que las propiedades en ruido del banco de medición puedan ser separadas de las del dispositivo a estudiar. Mediciones sin dispositivo podrán ser tomadas a fin de conocer precisamente los parámetros de ruido y los parámetros de ganancia del sistema. Una vez que el sistema es calibrado, la caracterización del dispositivo podrá ser llevada a cabo. A la medición de ruido, se le podrán agregar caracterizaciones eléctricas más clásicas en régimen estático y dinámico. Estas mediciones permitirán la obtención del desempeño estático y en alta frecuencia del dispositivo, así como la obtención de los elementos del circuito eléctrico equivalente en pequeña señal necesarios para la modelización en ruido.

La evaluación del desempeño en ruido a baja frecuencia de un dispositivo reposa esencialmente en la determinación de los generadores de ruido equivalentes. Con estos generadores de ruido equivalentes, se pueden separar y localizar las diferentes contribuciones en ruido del componente.

En este capítulo vamos a recordar el modelo en ruido simple de un cuadripolo, seguido de la descripción general de un banco de medición de ruido a baja frecuencia. Enseguida, la contribución en ruido de cada uno de los elementos que forman el banco de medición es evaluada. Las últimas partes son dedicadas a la técnica seguida para polarizar el dispositivo y para tratar las mediciones a fin de determinar las densidad es espectrales de potencia de ruido de cada familia de componentes (transistores de efecto de campo, transistores bipolares y diodos)

2.2 La ecuación de Friis

Es importante recordar la ecuación de Friis, ya que es necesaria de considerar para extraer el ruido de un sistema de medición. Se sabe que la señal a medir es muy débil y necesita para ser extraída que las etapas de extracción tengan un bajo ruido a la entrada, ancho de banda y ganancia aceptables. La amplificación en el sistema de recepción se distribuye entre las etapas del sistema, que son un amplificador quasi-ideal el cual incrementa la señal deseada sin agregar distorsión o ruido. Desafortunadamente, se sabe que los amplificadores agregan ruido y distorsión a la señal deseada, por lo que en la cadena de recepción, la primera etapa después del dispositivo bajo prueba es casi siempre un Amplificador de Bajo Ruido, por sus siglas en inglés (LNA). Se sabe que cada etapa agrega ruido a la señal, las señales que son muy débiles pueden perderse entre todo este ruido. La principal función del amplificador de bajo nivel de ruido es proveer una ganancia lo suficientemente alta para sobreponerse al ruido de las etapas subsecuentes (ruido propio del amplificador LNA y ruido del analizador de espectros etc), mientras se agrega el menor ruido posible.

La Figura de Ruido (NF) en un sistema de medición especifica cuanto ruido es agregado a la señal que pasa por éste. Para un circuito en cascada, que es el caso de nuestro sistema de medición, el impacto de cada etapa en la figura de ruido total puede calcularse con la fórmula de Friis [Pozar].

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}} \quad (2.1)$$

En donde F_i y G_i son el factor de ruido y la ganancia de la i -ésima etapa respectivamente, esta expresión demuestra que la primera etapa desempeña un papel fundamental y se le debe brindar especial atención en el diseño de un sistema.

Agregando suficiente ganancia en la primera etapa G_1 de un receptor, la ecuación (2.1) se reduce a $F=F_1$. La contribución de ruido total está determinada principalmente por el primer amplificador. Para tal propósito el

amplificador de bajo ruido, por sus características y la naturaleza de su estructura, cumple con las expectativas deseadas (F_1 pequeño y G_1 lo más elevada posible).

Para cumplir a cabalidad esta etapa, se ha llevado a cabo la implementación de un amplificador hecho por nosotros, utilizando un amplificador de bajo ruido, el cual requiere de un diseño propuesto por el fabricante, este amplificador fue elaborado siguiendo estrictamente las recomendaciones de otros diseñadores, utilizando resistencias de bajo ruido y montándolo en un recinto metálico para evitar las interferencias electromagnéticas al máximo. En la figura 2.1 se puede observar el amplificador utilizado para este fin, el cual proporciona una ganancia de 1×10^6 veces la potencia de entrada y agregando en teoría a la cadena de amplificación un ruido en voltaje de $e_{nd}^2 = 1 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$ y un ruido en corriente de $i_{nd}^2 = 4 \times 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Hz}$. Se decidió construir el amplificador entre otras razones porque los amplificadores comerciales para este fin son muy costosos y tienen prácticamente las mismas prestaciones.



Figura 2.1 Amplificador de bajo nivel de ruido, con ganancia de 60 dB y ruido en voltaje de $1 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$ y ruido en corriente de $4 \times 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Hz}$

2.3 LNA mediante el chip THAT 1512

Para el proyecto se hicieron algunas búsquedas intensivas de dispositivos que ofrecieran una ganancia elevada y un ruido muy bajo, así se llegó al circuito THAT 1512 (para sus características ver anexo) de reciente incorporación al mercado por la empresa THAT, este dispositivo es un integrado preamplificador de audio de alto desempeño y bajo ruido. Siguiendo

las recomendaciones del fabricante, se procede al armado en la configuración mostrada en la figura 2.2. El THAT 1512 puede tener la ganancia ajustable mediante un resistor externo, haciendo posible controlarla en un amplio rango con un simple potenciómetro si así se desea, logrando alcanzar aumentos de hasta 60 dB.

El valor de RG de la figura 2.2 es el que controla la ganancia de salida. Antes de realizar el montaje en placa se llevaron a cabo pruebas para comprobar el valor exacto de RG que nos diera la ganancia deseada.

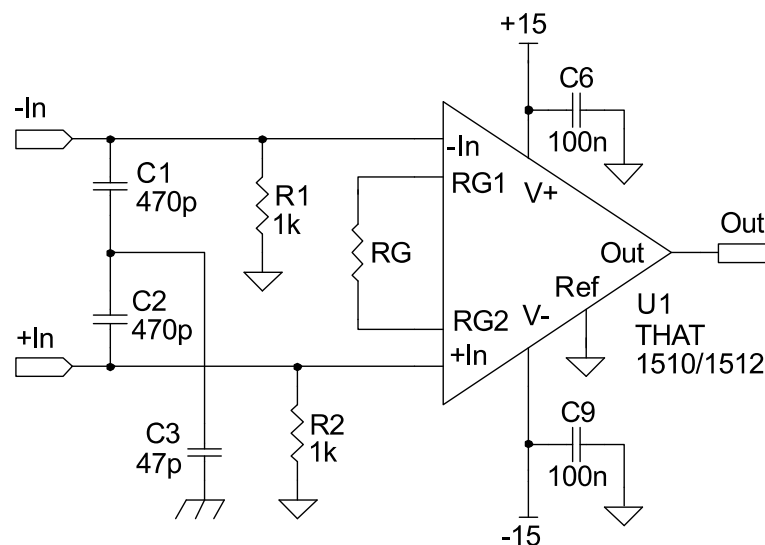


Figura 2.2. Circuito THAT 1512 con su configuración externa que garantiza un máximo de ganancia y un mínimo ruido (datos del fabricante en el anexo)[THAT]

2.4 Modelado de ruido de un cuadripolo

Sin preocuparnos de la naturaleza del componente a estudiar, se puede representar por un cuadripolo no ruidoso al cual se le asocian dos fuentes de ruido e_n-i_n o i_r-i_o como se muestra en la figura 2.3. Los generadores equivalentes de ruido (de voltaje e_n o de corriente i_n) son el resultado de muchas fuentes intrínsecas, independientes las unas de las otras, o parcialmente correlacionadas. Este nivel de modelado es suficiente para representar el comportamiento en ruido del componente a una polarización

dada y en función de las impedancias de fuente o de carga que se le presentan en la entrada y salida.

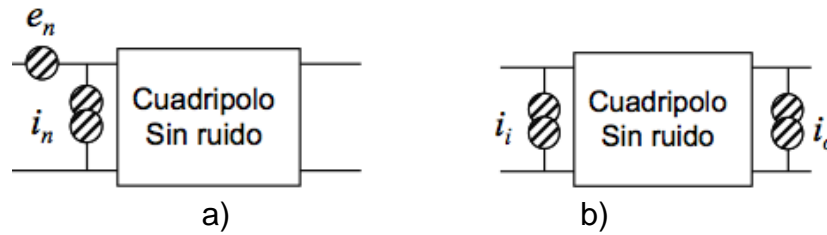


Figura. 2.3 Representación del ruido de un cuadripolo ruidoso con dos fuentes de ruido equivalentes colocadas a) a la entrada del cuadripolo y b) a la entrada y a la salida del cuadripolo.

Si suponemos que las fuentes de ruido e_n e i_n de la figura 2.3a no están correlacionadas y que la entrada del cuadripolo de resistencia de entrada R_I está siendo atacada por una resistencia de fuente R_S , la densidad espectral de potencia (DSP) en voltaje a la entrada del cuadripolo está dada por:

$$S_{V_e} = \left(\frac{R_I}{R_I + R_S} \right)^2 (e_n^2 + 4kTR_S + R_S^2 i_n^2) \quad (2.2)$$

Los generadores de ruido equivalentes e_n e i_n se deducen de la DSP trasladada a la entrada y medida con dos resistencias de fuente diferentes. En el caso extremo donde la resistencia R_S es nula, entonces $S_{V_e} = e_n^2$. Si no, cuando R_S es diferente de cero, el generador i_n^2 está dado por:

$$i_n^2 = \left(\frac{R_I + R_S}{R_I R_S} \right)^2 S_{V_e(R_S \neq 0)} - \frac{e_n^2 + 4kTR_S}{R_S^2} \quad (2.3)$$

Se sabe que la medición efectuada en la salida S_{V_e} es igual a la densidad espectral de ruido en voltaje de salida S_{V_s} dividido por el cuadrado del factor de amplificación en voltaje del cuadripolo.

Por otro lado si suponemos que las fuentes de ruido i_i e i_o de la figura 2.3b no están correlacionadas y que la entrada del cuadripolo está siendo atacada

por la resistencia R_S , la densidad espectral de ruido en corriente (S_i) trasladada a la entrada permite deducir i_i^2 con:

$$i_i^2 = S_i - \frac{4kT}{R_S} \quad (2.4)$$

Si la fuente equivalente trasladada a la entrada i_i es prácticamente igual a una fuente de ruido real en la entrada del cuadripolo, lo cual es el caso para un transistor bipolar, S_i puede obtenerse por una medición de ruido en corriente a la entrada.

Si la salida del cuadripolo está cargada con una resistencia R_L en paralelo con un amplificador, el generador i_o^2 se deduce de la medición (S_o) por:

$$i_o^2 = S_o - \frac{4kT}{R_L} \quad (2.5)$$

Sin embargo estos generadores pueden estar totalmente o parcialmente correlacionados. Si el coeficiente de correlación es unitario, los generadores de ruido tienen entonces el mismo origen físico, mientras que si el coeficiente de correlación es nulo, entonces los dos generadores tienen un origen de ruido bien distinto. En general, a baja frecuencia, en los dispositivos de efecto de campo en fuente común, a un voltaje de compuerta débil, la correlación es nula, ya que el ruido en corriente de la compuerta no afecta al ruido del drenaje [Ziela]. Como el ruido de los dispositivos de efecto de campo se estudia por lo general a voltaje de compuerta débil, no es indispensable medir la correlación. Al contrario ocurre con los dispositivos bipolares donde la correlación no es necesariamente nula. Para estos dispositivos, la medición de la correlación es entonces deseable. Información complementaria del modelado de un cuadripolo se puede encontrar en [Motchenb].

2.5 Pruebas preliminares del sistema de medición:

En primera instancia, una vez armado el amplificador se llevaron a cabo algunas pruebas preliminares conectando a la entrada del amplificador una serie de resistencias de fuente R_S a fin de observar el comportamiento del ruido propio de la resistencia y del amplificador a la salida, el amplificador se ha conectado a la entrada del analizador de espectros como se muestra en la figura 2.4.

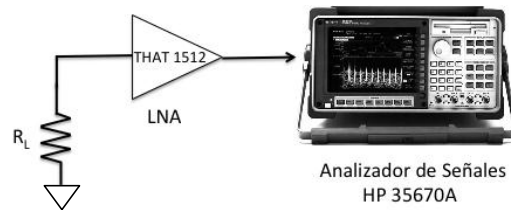


Figura 2.4. Conexión del equipo para la medición del Ruido

Una vez acoplado el LNA al analizador de espectros, este se configura para observar el nivel de ruido en el rango de frecuencias de interés, que va de 1 Hz a 52.5 kHz. A la salida del amplificador vamos a observar el ruido amplificado o ruido total N_o , el cual estará integrado por la fuente de ruido agregada por la resistencia de prueba e_{ni}^2 más la contribución de las fuentes de ruido agregadas por el amplificador e_{nd}^2 e i_{nd}^2 , en la figura 2.5 podemos observar las fuentes de ruido de la cadena de amplificación que son recibidas por el analizador de espectros. Las ecuaciones que nos definen esto son:

$$N_{oi} = \frac{N_o}{G} = \frac{e_{ni}^2 + e_{nd}^2 + i_{nd}^2 R_s^2}{4R_s} = \frac{4kT_0 R_s + e_{nd}^2 + i_{nd}^2 R_s^2}{4R_s} \quad (2.6)$$

$$N_i = kT_0 \quad (2.7)$$

$$NF = \frac{N_{oi}}{N_i} = 1 + \frac{e_{nd}^2 + i_{nd}^2 R_s^2}{4kT_0 R_s} \quad (2.8)$$

NF es mínima cuando $R_s = e_{nd}/i_{nd}$ y por lo tanto, $NF = 1 + \frac{e_{nd}^2}{2kT_0 R_s}$

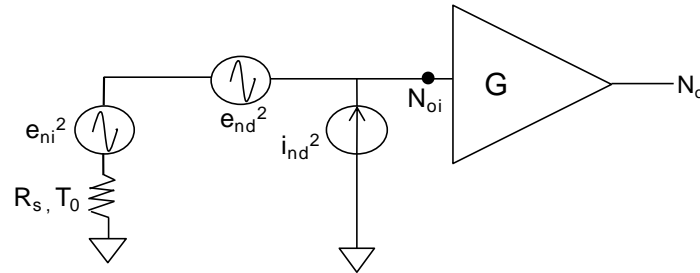


Figura 2.5. Modelo simplificado del ruido de la cadena de amplificación del banco de medición de bajo ruido

Como podemos observar, en la figura 2.6, se representa el ruido medido en la configuración mostrada en la figura 2.4, presentando en la entrada del amplificador una resistencia de 100Ω , se sabe que la resistencia genera una densidad espectral de potencia de ruido en voltaje de $4kTR=1.6 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$. Aquí se observa que el sistema de medición (ruido del amplificador más el ruido del analizador de espectros) agrega un ruido en exceso que es de $5 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$ por encima del ruido térmico de la resistencia, también podemos observar que el ruido térmico de la resistencia es plano por arriba de 20 kHz . Esta medición se llevó a cabo utilizando un rango de valores de resistencias amplio, con el fin de poder determinar cuál es la impedancia óptima de entrada al amplificador con la cual se tiene un mejor desempeño. Según las especificaciones del fabricante, la impedancia de óptima es de 200Ω , con la cual se tiene una figura de ruido mínima de 1.3dB .

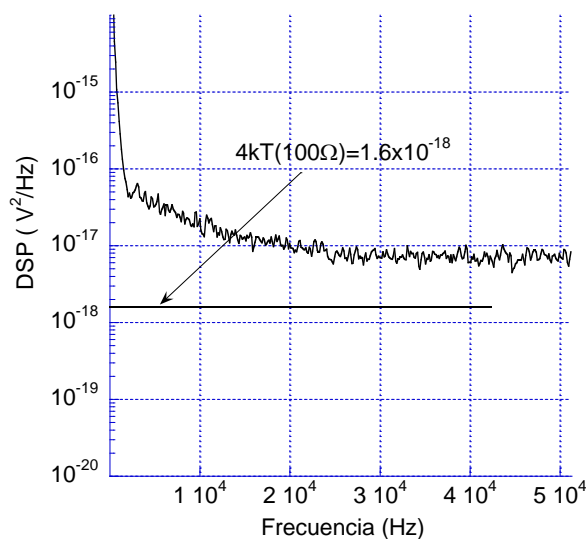


Figura 2.6 Ruido de piso con resistencia de 100 Ohms, amplificador y analizador de espectros

En la figura 2.7 se observa ahora el espectro de ruido con una resistencia de 220Ω , esta resistencia produce un ruido equivalente de $3.5 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$, el cual es prácticamente el ruido que se está midiendo, apegándose a las especificaciones del fabricante, también se puede observar que el ruido térmico es plano por arriba de 5 kHz , lo que muestra que internamente en el amplificador existe la presencia de una reactancia capacitiva que produce un efecto de filtro pasa bajas.

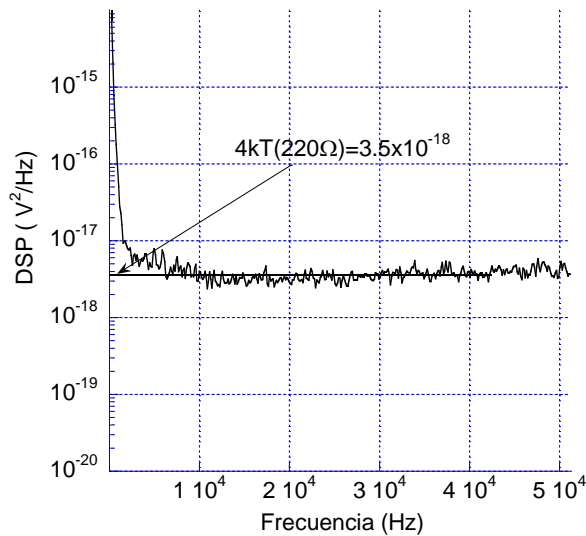


Figura 2.7 Ruido de piso con resistencia de 220 Ohms, amplificador y analizador de espectros

En la figura 2.8 se observa ahora el espectro de ruido con una resistencia de $1\text{k}\Omega$, esta resistencia produce un ruido equivalente de $1.6 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$, sin embargo se está midiendo una densidad espectral un poco menor, la cual es de alrededor de $1.0 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$, este fenómeno de discordancia es común de observar a medida que se incrementa la impedancia, debido a la incapacidad de los electrones calientes de atravesar por completo la carga resistiva sin una fuente que sea capaz de impulsarlos, también se pudo constatar con una escala logarítmica que el ruido térmico es plano por arriba de 240 Hz .

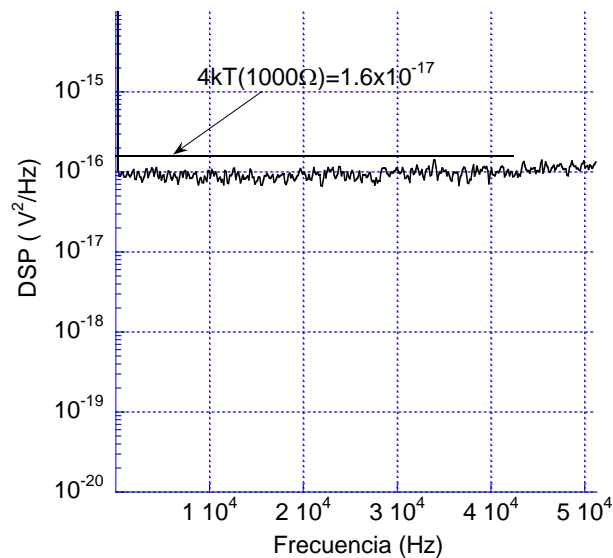


Figura 2.8 Ruido de piso con resistencia de 1000 Ohms, amplificador y analizador de espectros

2.6 El banco de medición de ruido

Se trate de componentes de efecto de campo, de resistores, de componentes bipolares o de diodos, el dominio de frecuencia de medición del banco de ruido puesto en marcha se extiende de 1 Hz a 52.5 kHz.

La figura 2.9 esquematiza el banco de medición con:

- Una fuente de alimentación, la cual puede ser de tipo programable generando relativamente poco ruido gracias a su modo de funcionamiento interno y permitiendo extraer los voltajes y corrientes aplicados. En lo que respecta a las soluciones con baterías, esta opción se ha tomado así por el deseo de automatizar las mediciones. Las pruebas preliminares han mostrado la pertinencia de esta opción. Para disminuir el ruido introducido, los puertos de alimentación son seguidas de filtros pasa bajas de frecuencia de corte inferior a 1 Hz.

- Una cadena de amplificación de bajo ruido (aquí únicamente se muestra un amplificador de voltaje en la salida) en conexión con el dispositivo bajo prueba (DUT) y con el analizador de espectros a fin de disponer de una sensibilidad máxima en ruido.
- En analizador de la transformada de Fourier discreta rápida, por sus siglas en inglés (FFT) de dos puertos (HP35670A), es el elemento más importante del banco de medición quien realiza las mediciones de densidad espectral y del coeficiente de correlación entre sus dos puertos de medición, desde 122 μ Hz hasta 52.5 kHz [Agilent]. Las etapas de amplificación del analizador de FFT son de una ganancia variable, lo que autoriza una dinámica total de medición que va de 90 a 130 dB.

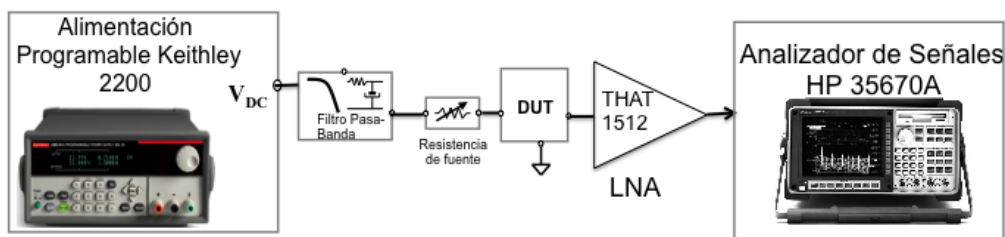


Fig. 2.9 Banco de medición de ruido en la gama de frecuencias de 1 Hz – 52.5 kHz, el analizador de FFT y la alimentación programable.

En función de la configuración del banco de medición (medición en la entrada y en la salida, gama de impedancias de carga y de fuente) se podrán extraer los generadores equivalentes de ruido $e_n \cdot i_n$ e $i_r \cdot i_o$.

2.7 El analizador de espectros HP35670A

El promedio de las mediciones realizadas por el analizador de espectros HP35670A permite reducir las incertidumbres de la medición de ruido a baja frecuencia en detrimento del tiempo de adquisición. Como en todo analizador FFT clásico, la repartición de puntos de frecuencia es lineal entre 0 y f_{MAX} , valores que son determinados por la frecuencia de muestreo de la señal.

Se puede notar que el analizador HP35670A dispone de un modo de medición heterodino permitiendo ganar en resolución espectral y en nivel de ruido alrededor de una frecuencia central. Las mediciones se llevan a cabo sin caja de Faraday, pero se tiene un cuidado particular en las mediciones tratando de reducir al máximo el acoplamiento de las radiaciones y/o señales parásitas.

Para identificar el ruido propio del componente a estudiar, es necesario conocer previamente el ruido propio del banco de medición, en particular el del analizador.

La figura 2.10 representa el modelado de las fuentes de ruido propias con una densidad espectral de potencia de ruido dada por la configuración del analizador, Para determinar la fuente de ruido de cuantificación (ruido a la entrada del convertidor analógico–digital) e_2 se calcula por medio de la ecuación descrita por el fabricante: .

$$10\log(e_2) = 10\log(e_1) + 10\log(\text{NBW}) - \text{Range [dBVrms]}; \quad (2.10)$$

donde e_1 es equivalente al ruido agregado por el ruido propio del amplificador y por el ruido agregado por la carga de entrada, NBW es el 0.1875% del span utilizado en la medición y Range representa el rango de operación del analizador

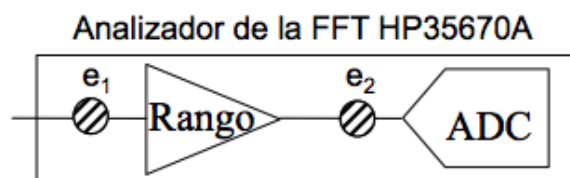


Figura. 2.10 Fuentes de ruido propias del analizador FFT

La ganancia del amplificador (*Range*) puede variar de -27 dB a 51 dB en función de la amplitud de la señal de voltaje recibida. Una vez que el valor de la ganancia es óptimamente ajustada para una medición, esta será fija durante la fase de adquisición. El ruido llevado a la entrada del analizador depende de la

ganancia de amplificación. El analizador FFT da un valor efectivo de señal en la entrada, retirando automáticamente el valor de la ganancia (A_{Range}) del valor convertido.

La impedancia de entrada del HP35670A es de 1 M Ω . Para un valor de resistencia de fuente fija, la fuente de ruido en voltaje idealizada y llevada a la entrada del analizador es:

$$e_{HP35670A}^2 \approx e_1^2 + e_2^2 / Range \quad (2.11)$$

La figura 2.11 muestra la densidad espectral medida con 50 Ω directamente conectados a la entrada ($Range = 51$ dB) sin polarización. Este espectro es tal que, el ruido de piso es del orden de 4.0×10^{-16} V²/Hz. La potencia de ruido 1/f puede variar en ± 5 dB, lo que hace variar la frecuencia de esquina entre algunas decimas de Hz y 300 Hz. En función de la opción de conexión en modo común del conjunto del banco de medición, se puede jugar con el acoplamiento de la entrada a la tierra (Grounded) o flotante (Floating) del analizador FFT, con el fin de introducir la menor cantidad de señales parásitas por la tierra.

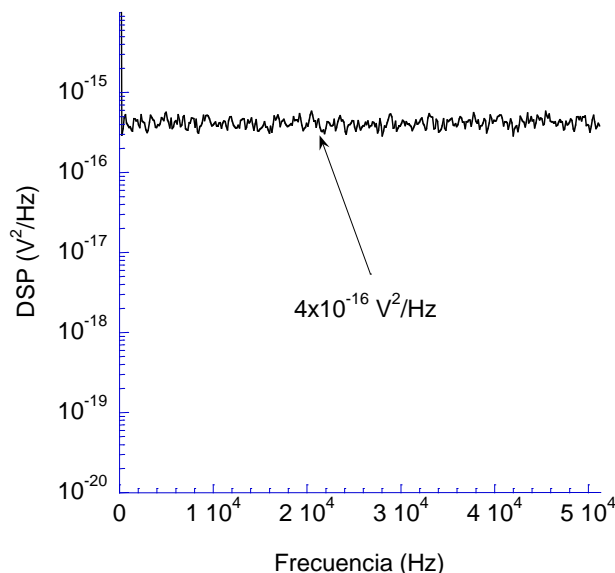


Figura. 2.11 Densidad espectral del HP35670A con 50 Ω en la entrada.

El ruido térmico generado por una resistencia de 50Ω ($4 k T 50$) equivale a $8.2 \times 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$. Entonces el ruido observado en la figura 2.11 es en su mayor parte imputable al ruido propio del analizador FFT (expresión (2.11)).

2.8 El amplificador de voltaje

El amplificador de voltaje dispone de una ganancia importante, permitiendo reducir el ruido de piso de medición (de por sí muy reducido) del HP35670A, reforzar la inmunidad al acoplamiento parásito y de aumentar la impedancia de entrada.

Las impedancias de entrada y de salida del amplificador de voltaje “THAT 1512” son respectivamente $31 \text{ M}\Omega$ y de 450Ω , con una banda pasante de $0.5 \text{ Hz} - 1.6 \text{ MHz}$ y una ganancia de 60 dB ($A_{Amp} = 1000$). La densidad espectral en voltaje (e_{Amp}^2) y en corriente llevados a la entrada del amplificador son inferiores $1.0 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$ (1 kHz) y $4.0 \times 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Hz}$ respectivamente según las especificaciones del fabricante. Teniendo en cuenta las débiles corrientes de ruido y la situación de medición de un circuito de impedancia media o débil (transistor y resistencia de carga en la salida), la contribución en corriente del amplificador puede ser despreciada.

El ruido global del conjunto amplificador y analizador es a la entrada:

$$e_G^2 \approx e_{Amp}^2 + \frac{e_{HP35670}^2}{A_{Amp}^2} \left(\frac{R_{IN,HP35670} + R_{OUT,Amp}}{R_{IN,HP35670}} \right)^2 \quad (2.12)$$

con $R_{IN,HP35670} = 1 \text{ M}\Omega$ y $R_{OUT,Amp} = 450 \Omega$. Se desprecia la capacitancia de entrada del analizador (y de los cables).

La figura 2.12 presenta la densidad espectral medida con 50 Ω conectados directamente a la entrada del amplificador sin polarización. El ruido de piso es del orden de $1.9 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$, con ruido $1/f$ cuya frecuencia de esquina es estable alrededor de 8 Hz. El ruido de piso resulta de la contribución de la resistencia de 50 Ω (ruido térmico: $8.2 \times 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$) agregado al ruido propio del amplificador (e_{Amp}^2). El ruido $1/f$ es aquí únicamente generado por el amplificador de voltaje.

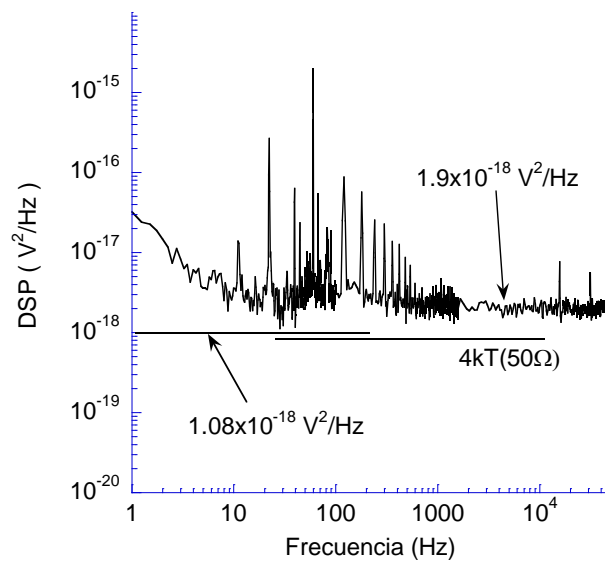


Figura 2.12 Densidad espectral del amplificador de voltaje con 50 Ω a la entrada.

Con $1.9 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$, el ruido propio del amplificador es de $1.08 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$, ligeramente superior a las especificaciones del fabricante $(1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2$.

Cuando el amplificador de voltaje está a la entrada del dispositivo a medir, el ruido aportado por el amplificador es despreciable ante las otras fuentes de ruido presentes en la densidad espectral medida en la salida [Bruce].

En la figura 2.13 se aprecia el ruido de piso del sistema de medición acoplado con una carga de 100 Ω al amplificador de bajo ruido, ahora se puede ver que el ruido de la resistencia de $1.6 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$ ha superado al ruido propio del amplificador, el ruido total debido a la contribución de la resistencia y del

amplificador es de alrededor de $2.3 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$. También la frecuencia de esquina se mantiene en 8 Hz.

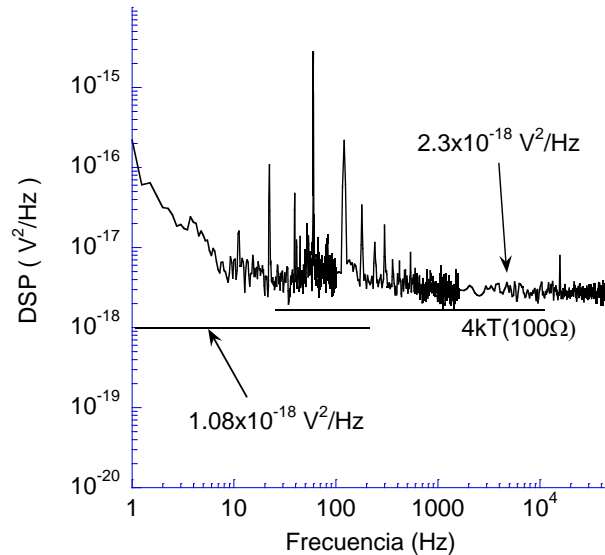


Figura 2.13 Densidad espectral del amplificador de voltaje con 100Ω a la entrada.

En la figura 2.14, se ve el ruido de piso del sistema de medición acoplado ahora con una carga de $1k\Omega$ al amplificador de bajo ruido, se puede ver que el ruido térmico de la resistencia es de $1.6 \times 10^{-17} \text{ V}^2/\text{Hz}$, con este ruido se ha superado completamente la contribución del ruido propio del amplificador y del analizador, viéndose la efectividad del LNA, el cual gracias a su ganancia elevada, permite reducir la contribución en ruido de las etapas siguientes de la cadena de amplificación en cascada. A medida que la impedancia de entrada se incrementa, también la frecuencia de esquina aumenta, en esta figura se tiene un valor de 40 Hz.

Es importante mencionar que las frecuencias parásitas son mayores a las anteriores mediciones, esto se debe a que se llevó a cabo sin el blindaje metálico del amplificador, el cual muestra una efectividad para la intensidad de las frecuencias parásitas las cuales se bloquean en un factor 100.

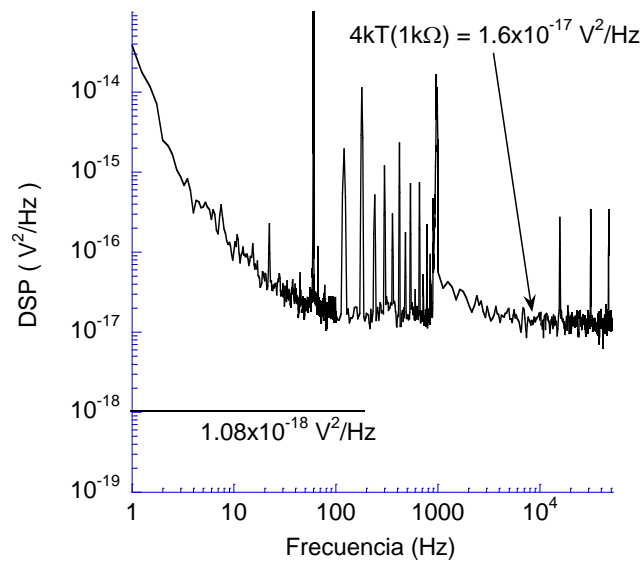


Figura 2.14 Densidad espectral del amplificador de voltaje con 1kΩ a la entrada.

2.9 La alimentación

Para la medición de ruido, la polarización de los componentes se realiza con la ayuda de baterías con el fin de agregar lo menos posible de ruido al banco de medición [Vempati], [Deen], [Belahrach]. Por cuestiones de automatización de la polarización, nosotros hemos escogido utilizar una alimentación programable Keithley 2200, la cual es controlada a partir de una computadora. Esto es posible ya que esta alimentación es relativamente poco ruidosa (1mVrms de 20 a 7MHz) [Keithley], sin embargo internamente la fuente cuenta con una etapa de filtrado con la que se asegura un nivel de ruido inferior como se puede observar en la figura 2.15, aquí se puede apreciar el nivel de ruido que agrega el amplificador que es de $1.08 \times 10^{-12} \text{ V}^2/\text{Hz}$ el cual ya se ha encontrado en la sección anterior, también tenemos el ruido térmico de la resistencia de 100Ω que es de $1.6 \times 10^{-12} \text{ V}^2/\text{Hz}$ y podemos de aquí deducir que el ruido propio de la fuente es de $4.12 \times 10^{-12} \text{ V}^2/\text{Hz}$. La suma total de las fuentes de ruido nos generan una densidad espectral de ruido de piso de $6.8 \times 10^{-12} \text{ V}^2/\text{Hz}$.

La fuente de polarización es programable ya sea en fuente de corriente como en fuente de voltaje. Por otra parte es posible fijar por programación los valores máximos de corriente o de voltaje en la medición y de establecer el tiempo de una polarización determinada.

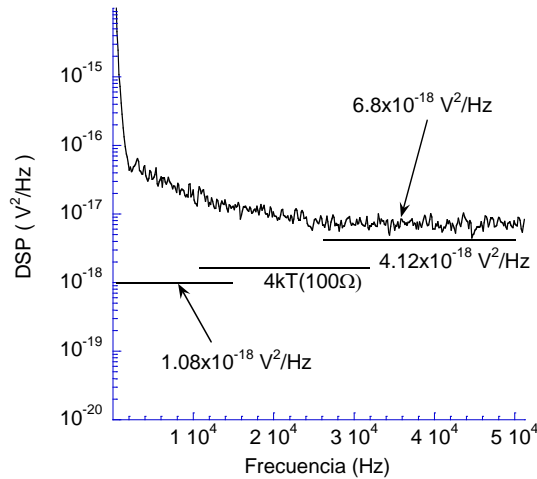


Figura 2.15 Densidad espectral del amplificador de voltaje con fuente programable Keithley y resistencia de carga de 100Ω a la entrada del amplificador.

Si no se cuenta con una fuente con características en ruido similares, entonces se recomienda el uso de filtros pasa-bajas, a la salida de la alimentación, este filtrado puede incrementar el tiempo de las mediciones porque hay que esperar un lapso considerable de carga de los capacitores. Es entonces imperativo utilizar filtros pasa-bajas con una alimentación que sea ruidosa.

2.10 Los filtros utilizados

Los filtros deben permitir polarizar el dispositivo y atenuar el ruido aportado por la alimentación. Se recomienda que tengan una frecuencia de corte del orden 0.8 Hz, utilizar resistencias que introduzcan poco ruido y

capacitores electroquímicos de buena calidad con poca corriente de fuga. La figura 2.16 presenta la función de transferencia de un filtro pasa-bajas $R_F C_F$ con una resistencia $R_F = 220 \Omega$, una capacitancia $C_F = 1000 \mu F$, seguida de una resistencia de carga para el dispositivo $R_L = 220 \Omega$.

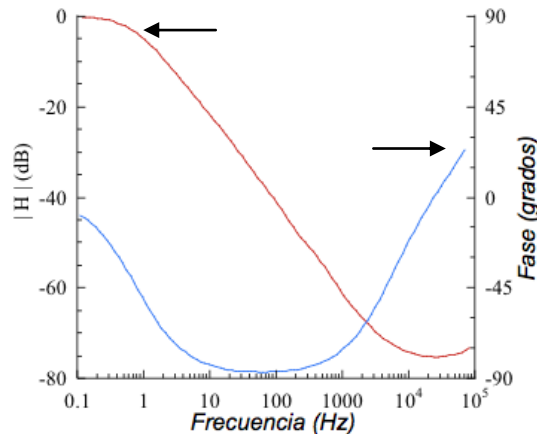


Figura 2.16 Función de transferencia del filtro con $R_F = 220 \Omega$, $C_F = 1000 \mu F$ y $R_L = 220 \Omega$.

Se puede estimar con esta función de transferencia que el ruido será atenuado a 40 dB por arriba de 100 Hz.

La figura 2.17 representa la etapa de filtrado (R_F , C_F), la impedancia de carga R_L , la alimentación ruidosa y el modelado en ruido de todo el conjunto que será conectado a la salida del dispositivo a medir. El ruido térmico ($4kTR$) generado por las resistencias R_F y R_S está representado por e_F y e_S respectivamente. El ruido de la alimentación está representado por e_V y el ruido global del amplificador y del analizador está representado por e_G .

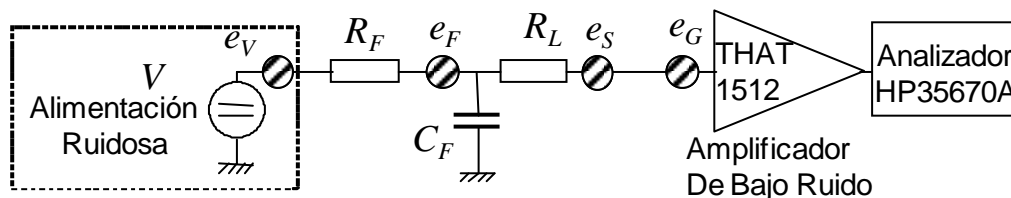


Figura 2.17 Etapa de filtrado con impedancia de carga y la alimentación ruidosa.

A fin de extraer el ruido aportado por los filtros y la alimentación tomamos en cuenta la resistencia de fuente real presentada al amplificador:

$$R_{X,OUT} = R_L + \operatorname{Re} \left(\frac{R_F}{1 + j R_F C_F \omega} \right) \quad (2.13)$$

Además del ruido propio de la cadena de amplificación e_G , el cual depende de $R_{X,OUT}$, el ruido a la entrada del amplificador es:

$$e_T^2 \approx \left(\frac{e_V^2 + e_F^2}{1 + (R_F C_F \omega)^2} + e_S^2 \right) \left| \frac{R_{IN,Amp}}{R_{IN,Amp} + R_L + \frac{R_F}{1 + j R_F C_F \omega}} \right|^2 \quad (2.14)$$

Con $\frac{1}{2\pi R_F C_F}$ cercano a 0.8 Hz y $R_{IN,Amp} = 5 \text{ M}\Omega$.

Las ecuaciones (2.13) y (2.14) nos muestran que mas allá de la frecuencia de corte, la resistencia R_L y la contribución de ruido e_S son los elementos los más importantes para la estimación del ruido de piso.

Cuando un transistor está conectado, se necesita agregar la impedancia de salida $Z_{OUT,T}$ en las dos fórmulas precedentes:

$$R_{X,OUT} = \operatorname{Re} \left[\left(R_L + \frac{R_F}{1 + j R_F C_F \omega} \right) // Z_{OUT,T} \right] \quad (2.15)$$

$$e_T^2 \approx \left(\frac{e_V^2 + e_F^2}{1 + (R_F C_F \omega)^2} + e_S^2 \right) \left| \frac{R_{IN,Amp} // Z_{OUT,T}}{\left(R_{IN,Amp} // Z_{OUT,T} \right) + R_L + \frac{R_F}{1 + j R_F C_F \omega}} \right|^2 \quad (2.16)$$

2.11 Polarización del transistor de efecto de campo

Para el caso del transistor de efecto de campo, el generador de ruido en corriente a la entrada del dispositivo es en general despreciable para todas las aplicaciones a bajas y medianas frecuencias [Vandamme]. La caracterización en ruido consiste entonces únicamente en determinar el generador equivalente de ruido en voltaje trasladado a la entrada. El principio de la medición consiste en conectar la entrada del transistor con una resistencia de un valor pequeño, típicamente $R_S = 50 \Omega$ [Blaum]. Con esto, se asegura que el ruido total trasladado a la entrada del dispositivo será superior al ruido introducido por R_S .

En lo que respecta al circuito de polarización a la salida del dispositivo, éste genera un voltaje de ruido ligado en primera aproximación a la resistencia de carga R_L y al ruido equivalente a la entrada del amplificador e_G^2 . Se puede decir que la densidad espectral total y medida por el amplificador $S_{V_{OUT}}$ es:

$$S_{V_{OUT}} = S_{V_{DS}} + e_G^2 + 4kTR_L \quad (2.17)$$

donde $S_{V_{DS}}$ es la densidad espectral a la salida del transistor.

2.12 Polarización del transistor bipolar

La figura 2.18 muestra el diagrama utilizado para extraer el generador equivalente de ruido en corriente a la entrada, con un amplificador de voltaje, para cada punto de polarización hará falta esperar el tiempo suficiente (algunos minutos) para que el capacitor C_B se carga, este capacitor permite desacoplar la corriente continua controlada por la alimentación programable y el filtro de la corriente de ruido a baja frecuencia. El valor de C_B está ligado a la frecuencia de corte (pasa-altas) deseada (típicamente ≈ 0.1 Hz máxima) en función de R_S y de la impedancia de entrada del amplificador.

El ruido aportado por los amplificadores es despreciable mientras los valores de R_S sean pequeños. Las mediciones realizadas permitirán encontrar la correlación entre S_{IBE} y S_{ICE} [Bruce].

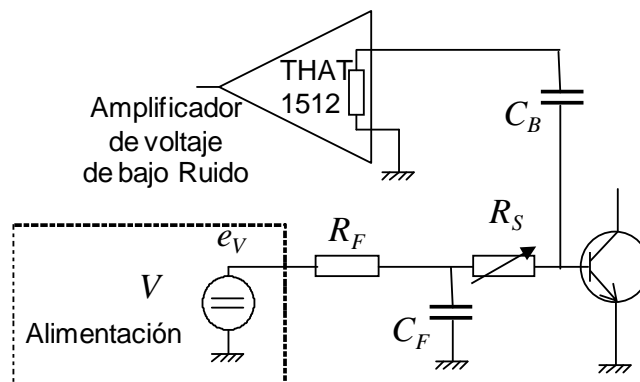


Fig.2.18 Diagrama que muestra la polarización de la base de un transistor bipolar.

En lo que respecta a la extracción de los generadores equivalentes de ruido S_{e_n} y S_{I_B} asociados a e_n y i_n , con el ruido medido a la salida del transistor es este mismo trasladado a la entrada. Varios valores de resistencia serán utilizados, un valor elevado de R_S permite obtener i_n y para un valor pequeño de R_S permite obtener e_n . La ventaja principal de los amplificadores es de poder utilizar varios valores de resistencia de polarización sin provocar

inestabilidad en el sistema de medición. Sin embargo el nivel de ruido depende del valor de estas resistencias de polarización y de las características del dispositivo a medir. Este método llega a ser laborioso para la caracterización en ruido de un dispositivo y se recomienda más el uso de amplificadores tipo transimpedancia con los que es posible extraer de manera menos laboriosa las fuentes de ruido i_i e i_o .

2.13 El caso del diodo

El ruido generado por un dipolo está representado por un generador equivalente de ruido en corriente i_n en paralelo con el componente. En el caso del diodo, la extracción de esta fuente se efectúa con la conversión de ruido total medido por el amplificador S_{Vout} en función de la resistencia equivalente, formada por la impedancia de entrada del amplificador R_i y la resistencia dinámica del diodo R_D :

$$i_n^2 = \frac{S_{Vout}}{(R_D // R_i)^2} - S_{in} - \frac{S_{en}}{R_D^2} \quad (2.18)$$

donde S_{in} y S_{en} representan las densidades espectrales de corriente y de voltaje trasladadas a la entrada del amplificador.

Los diodos por estudiar estarán formados esencialmente por ruido de $2qI_D$ y ruido $1/f$ ya que se conoce que en la gran mayoría de los diodos, la resistencia dinámica es de un valor pequeño.

2.14 Instrumentación y tratamiento de los datos

La automatización del banco de medición se apoyará en una programación en el ambiente de Matlab. Los programas a desarrollar en un futuro permitirán la observación rápida del espectro en bruto y controlar la polarización. Algunos parámetros como la ganancia en voltaje, la transconductancia g_m , la conductancia de salida g_d , la ganancia en corriente h_{fe} , o la resistencia dinámica r_{π} , serán extraídas igualmente por el programa para cada polarización investigada.

El tratamiento de los espectros se realizará por programas desarrollados que permitan por ejemplo: eliminar las frecuencias parásitas a fin de mostrar únicamente la densidad espectral de potencia de ruido. La contribución de las fuentes de ruido del banco de medición serán eliminadas de las mediciones.

CONCLUSIONES

Hemos incluido los diferentes modelos electrónicos del circuito equivalente de los dispositivos activos más utilizados en telecomunicaciones, como son el transistor bipolar, el transistor tipo FET y el diodo, con la finalidad de que sean explotados en trabajos futuros ya que se presentan las técnicas de extracción del ruido en exceso de estos componentes.

Hemos presentado la instrumentación utilizada para la medición del ruido a baja frecuencia. Las diferentes fuentes de ruido propio del banco de medición han sido identificadas, teniendo cuidado de reducirlas al máximo, sin caja de Faraday. Sin embargo la etapa de desarrollo del banco de medición, hemos buscado reducir la complejidad de las soluciones para la inmunidad de las perturbaciones de todo tipo.

El objetivo de desarrollar un banco de medición es de agregar al ambiente de mediciones existente en el laboratorio de la maestría en Telecomunicaciones (mediciones estáticas y mediciones de parámetros S, medición de ruido HF) la medición de ruido a baja frecuencia y en particular la medición de espectroscopia de defectos. Hemos deseado recurrir a una alimentación programable para automatizar las mediciones. Esto será posible ya que las frecuencias parásitas introducidas son moderadas y que la medición de la densidad espectral de potencia permite la observación del ruido entre estas frecuencias parásitas.

Con este proyecto se logró llevar a cabo la medición de ruido a baja frecuencia para caracterización de dispositivos que operan en los sistemas de telecomunicaciones, mediante la implementación del banco de medición.

Una de las ventajas que trae el desarrollar nuestro propio banco es que el equipamiento se vuelve más versátil y el costo global se reduce enormemente. En la tabla 2.1 tenemos un resumen de las características principales de un

amplificador comercial (Preamplifier 5184) y el amplificador implementado por nosotros (LNA/IPN THAT), ambos pueden ser utilizados para medir el ruido. Es importante mencionar que existen algunos dispositivos bajo prueba que requieren de 2 o más amplificadores.

Tabla 2.1 Comparación del amplificador de bajo ruido aquí construido contra uno comercial

Fabricante	ESIME-ZAC/SEPI	London Scientific Limited
Modelo	LNA/IPN THAT	Recovery System, Preamplifier 5184
Ganancia	60 dB	60 dB
Ruido a la entrada en voltaje e_n	1 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$	0.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Ruido a la entrada en corriente i_n	2 pA/$\sqrt{\text{Hz}}$	91 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Impedancia de entrada $M\Omega$	31 $M\Omega$	5 $M\Omega$
Impedancia de salida Ω	450	450
Rango de Frecuencia	0.5 Hz-1.6 MHz	0.5 Hz-1 MHz
Precio (USD)	20.00 USD	1,921.00 USD

REFERENCIAS

[Agilent] www.agilent.com/find/35670A

[Anibal] Anibal Uriel Pacheco, "Análisis y modelado de las propiedades del ruido electrónico de dispositivos transistores bipolares de heterounión de SiGe para telecomunicaciones inalámbricas" Tesis de maestría, TELECOM-SEPI ESIME, octubre-2010

[Belahrach] H. Belahrach, Y. Degerli, F. Lavernhe, M. Karim, P. Magnan and J. Farre, "Low frequency noise measurements on submicrometre n-channel and p-channel MOSFETs at various operating regions", INT. J. Electronics 88 (2001), 411-421

[Blaum] A. Blaum, O. Pilloud, G. Scalea, J. Victory and F. Sischka, "A new robust on-wafer noise measurement and characterization system", Proc. Int. Conference Microelectronic Test Structures 14 (2001). 125-130

[Bruce] S. P. O. Bruce, L. K. J. Vandamme and A. Rydberg, "Improved correlation measurements using voltage and transimpedance amplifiers in low-frequency noise characterization of bipolar transistors", IEEE Trans. Electron Devices 47 (2000), 1772-1773

[Deen] M. Jamal Deen, S. Rummyantsev, R. Bashir and R. Taylor, "Measurements and comparison of low frequency noise in npn and pnp polysilicon emitter bipolar junction transistor", Appl. Phys., 84 (1998), 625-633

[Hibrahim] Héctor Jesús Hibrahim Lases Alvares, "Medición automatizada del factor de ruido (f_{r50}) para dispositivos activos de microondas", Tesis de licenciatura, ICE, IPN-ESIME-ZAC, Dic-2010

[Johnson] Johnson, J. B. Thermal Agitation of Electricity in Conductors, Physical Review, July, 1928, pp 97-109.

[Jones] B. K. Jones, "Low-frequency noise spectroscopy," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 41, no. 11, pp. 2188-2197, 1994.

[Keithley] <http://www.keithley.com/products/dcac/highspeedpower/programmable/?mn=2200-60-2>

[Lee]. Thomas H. Lee, Ali Hajimiri, "Oscillator Phase Noise: A Tutorial", *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 3, march 2000

[Motchenb] C. D. Motchenbacher, F. C. Fitchen, "Low noise electronic design" Wiley Interscience publication 1973

[Nyquist] Nyquist, H. Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors, *Physical Review*, July, 1928, pp. 110-113.

[Pozar] David M. Pozar, *Microwave and Rf Design of Wireless Systems* John Wiley & sons INC.

[THAT] www.thatcorp.com/datashts/THAT_1510-1512_Datasheet.pdf

[Vandamme] L. K. J. Vandamme, D. Rigaud, J.-M. Peransin, R. Alabedra and J.-M. Dumas, "Gate current 1/f noise in GaAs MESFET's", *IEEE Trans Electron Devices* 35 (1988), 1071-1075

[Vempati] L. S. Vempati, J. D. Cressler, J. A. Babcock, R. C. Jaeger and D. L. Hamee, "Low-frequency noise in UHV/CVD epitaxial Si and SiGe bipolar transistor", *IEEE J. Solid-State Circuits* 31 (1996), 1458-1467

[Ziel] A.vanderZiel, "Shot noise in Schottky-barrier diodes as a diffusion noise," *Physica*, vol.94B, no. 3, pp. 357-358, 1978.

[Ziela] A. van der Ziel, *Noise in Solid-State Devices and Circuits*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1986.

FEATURES

- Low Noise:
 - 1 nV/√Hz input noise (60dB gain)
 - 34 nV/√Hz input noise (0dB gain) (1512)
- Low THD+N (full audio bandwidth):
 - 0.001% ≤ 40 dB gain
 - 0.005% @ 60 dB gain
- Low Current: 6mA typ.
- Wide Bandwidth: 7MHz @ G=100
- High Slew Rate: 19 V/μs
- Wide Output Swing: ±13.3V on ±15V supplies
- Gain adjustable from 0 to >60 dB with one external resistor
- Industry Standard Pinouts

APPLICATIONS

- Differential Low Noise Preamplifiers
- Differential Summing Amplifiers
- Differential Variable Gain Amplifiers
- Microphone Preamplifiers
- Moving-Coil Transducer Amplifiers
- Line Input Stages
- Audio
- Sonar
- Instrumentation

Description

The THAT 1510 and 1512 are high performance audio preamplifiers suitable for microphone preamp and bus summing applications. The ICs are available in a variety of packages and pin configurations, making them pin compatible with the Analog Devices SSM2019 and SSM2017 (discontinued), and the Texas Instruments INA217 and INA163.

Gain for both parts is adjustable via one external resistor, making it possible to control gain over a wide range with a single-gang potentiometer. The 1510 gain equation is identical to that of the SSM 2019, reaching 6 dB gain with a 10 kΩ resistor. The 1512 reaches 0 dB gain with a 10 kΩ resistor. Because the 1512 exhibits

significantly lower noise at lower gain settings, it is recommended over the 1510 for new designs.

Designed from the ground up in THAT's complementary dielectric isolation process and including laser-trimmed Si-Chrome thin film resistors, the THAT 1510 and 1512 improve on existing integrated microphone preamps by offering lower noise at low gains, wider bandwidth, higher slew rate, lower distortion, and lower supply current. The parts feature internal ESD overload protection on all critical pins.

In short, the THAT 1510 and 1512 provide superior performance in a popular format at an affordable price.

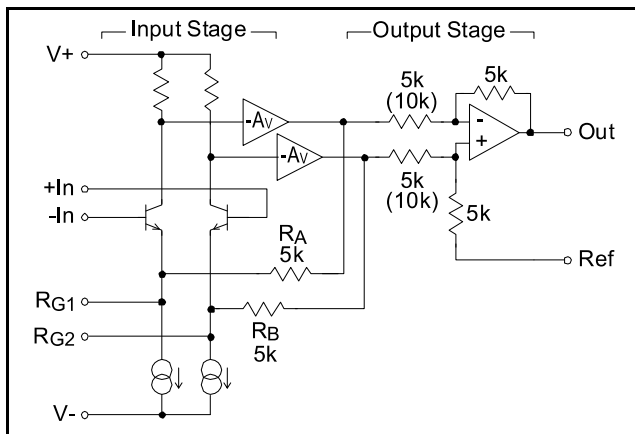


Figure 1. THAT 1510 / 1512 Equivalent Circuit Diagram (THAT 1512 values shown in parentheses)

Pin Name	DIP8 Pkg	SO8 Pkg	SO16 Pkg	SO14 Pkg
RG1	1	1	2	3
-In	2	2	4	4
+In	3	3	5	5
V-	4	4	7	6
Ref	5	5	10	10
Out	6	6	11	9
V+	7	7	13	11
RG2	8	8	15	12

Table 1. Pin Assignments

Part Type	DIP8 Pkg	SO8 Pkg	SO16 Pkg	SO14 Pkg
1510	1510P08-U	1510S08-U	1510W16-U	1510S14-U
1512	1512P08-U	1512S08-U	Inquire	1512S14-U

Table 2. Ordering Information

SPECIFICATIONS¹

Absolute Maximum Ratings^{2,3}

Positive Supply Voltage (V_{CC})	+20 V	Operating Temperature Range (T_{OP})	-40 to +85°C
Negative Supply Voltage (V_{EE})	-20 V	Storage Temperature Range (T_{ST})	-40 to +125°C
Output Short-Circuit Duration (t_{SH})	Continuous	Junction Temperature (T_J)	150°C
Lead Temp. (T_{LEAD}) (Soldering 10 sec)	260 °C		

Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Positive Supply Voltage	V_{CC}		+5		+20	V
Negative Supply Voltage	V_{EE}		-5		-20	V

Electrical Characteristics²

Parameter	Symbol	Conditions	1510			1512			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply Current	$I_{CC, -I_{EE}}$	No signal	—	6.0	7.9	—	6.0	7.9	mA
		$V_{CC} = -V_{EE} = 20V$	—	—	8.0	—	—	8.0	mA
Input Bias Current	I_B	No signal; Either input connected to GND	—	4.8	14	—	4.8	14	μA
Input Offset Current	I_{B-OFF}	No signal	-1.4	—	+1.4	-1.4	—	+1.4	μA
Offset Voltage									
Output Stage Output Offset	$V_{OS_{OO}}$	No Signal, $V_{CM}=0$	-5	—	+5	-5	—	+5	mV
Input Stage Input Offset	$V_{OS_{II}}$		-250	—	+250	-250	—	+250	μV
Total Output Offset		G=voltage gain	-5-0.25G		5+0.25G	-5-0.25G		5+0.25G	mV
Input Voltage Range									
Common Mode	V_{IN-CM}	Common mode, all gains	—	± 13	—	—	± 13	—	V
Differential Mode	$V_{IN-UNBAL}$	Unbalanced One input to GND, 0dB gain	-13	—	+13	-13	—	+13	V
Differential Gain	G_{diff}		0	—	70	-6	—	64	dB
Ref Input Voltage Range			—	± 8	—	—	± 8	—	V
Ref Input Impedance			—	10	—	—	15	—	kΩ
Ref Input Gain to Output			—	0	—	—	0	—	dB
Input Impedance	$Z_{IN-DIFF}$	Differential							
		0dB gain	—	32 1.9	—	—	37 1.9	—	MΩ pF
		20dB gain	—	32 2.0	—	—	37 2.0	—	MΩ pF
		40dB gain	—	32 2.5	—	—	36 3.1	—	MΩ pF
		60dB gain	—	29 8.0	—	—	31 13.9	—	MΩ pF
	Z_{IN-CM}	Common mode all gains	—	8 7.7	—	—	9 7.7	—	MΩ pF

1. All specifications are subject to change without notice.

2. Unless otherwise noted, $T_A=25^\circ C$, $V_{CC}=+15V$, $V_{EE}= -15V$.

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

Electrical Characteristics (con't)²

Parameter	Symbol	Conditions	1510			1512			Units	
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Common Mode Rejection	CMR	$V_{CM} = \pm 10V$; DC to 60 Hz	0 dB gain	45	60	—	45	60	—	dB
			20 dB gain	65	80	—	65	80	—	dB
			40 dB gain	85	100	—	85	100	—	dB
			60 dB gain	105	120	—	105	120	—	dB
Power Supply Rejection	PSR	$V_{CC} = -V_{EE}$; $\pm 5V$ to $\pm 20V$; DC to 60 Hz	0 dB gain	—	85	—	—	60	—	dB
			20 dB gain	—	105	—	—	105	—	dB
			40 dB gain	—	120	—	—	120	—	dB
			60 dB gain	—	124	—	—	124	—	dB
Total Harmonic Distortion	THD+N	$V_{OUT} = 7V_{rms}$; $R_L = 5 k\Omega$ $f = 1kHz$; $BW = 20 kHz$	0 dB gain	—	0.0005	—	—	0.001	—	%
			20 dB gain	—	0.0012	—	—	0.004	—	%
			40 dB gain	—	0.0016	—	—	0.005	—	%
			60 dB gain	—	0.005	—	—	0.008	—	%
Equivalent Input Noise	$e_{n(OUT)}$	$f = 1kHz$, 0 dB gain	—	57	—	—	34	—	nV/ \sqrt{Hz}	
			20 dB gain	—	7	—	—	4.6	—	nV/ \sqrt{Hz}
			40 dB gain	—	1.7	—	—	1.4	—	nV/ \sqrt{Hz}
			60 dB gain	—	1	—	—	1	—	nV/ \sqrt{Hz}
Input Current Noise	i_n	60 dB gain	—	2.0	—	—	2.0	—	pA/ \sqrt{Hz}	
Noise Figure	NF	60 dB gain	—	1.6	—	—	1.6	—	dB	
		$R_S = 150 \Omega$ $R_S = 200 \Omega$	—	1.3	—	—	1.3	—	dB	
Slew Rate	SR	$R_L = 2 k\Omega$ $C_L = 50 pF$	13	19	—	13	19	—	V/ μs	
Bandwidth -3dB	BW_{-3dB}	$R_L = 2 k\Omega$; $C_L = 10 pF$	0 dB gain	—	15	—	—	11	—	MHz
			20 dB gain	—	8	—	—	9	—	MHz
			40 dB gain	—	7	—	—	7	—	MHz
			60 dB gain	—	3	—	—	1.6	—	MHz
Output Gain Error	$G_{ER(OUT)}$	$f = 1kHz$; $R_L = 2 k\Omega$								
		$R_G = \text{infinite}$, $G=0$ dB	-0.5	—	+0.5	—	—	—	dB	
		$R_G = 1.1 k\Omega$, $G=20$ dB	-0.5	—	+0.5	—	—	—	dB	
		$R_G = 101 \Omega$, $G=40$ dB	-0.5	—	+0.5	—	—	—	dB	
		$R_G = 10 \Omega$, $G=60$ dB	-0.5	—	+0.5	—	—	—	dB	
		$R_G = 10 k\Omega$, $G=0$ dB	—	—	—	-0.5	—	+0.5	dB	
		$R_G = 526.3 \Omega$, $G=20$ dB	—	—	—	-0.5	—	+0.5	dB	
$R_G = 50.3 \Omega$, $G=40$ dB	—	—	—	-0.5	—	+0.5	dB			
$R_G = 5 \Omega$, $G=60$ dB	—	—	—	-0.5	—	+0.5	dB			
Output Voltage Swing	V_O	$R_L = 2 k\Omega$ all gains	± 13	± 13.3	—	± 13	± 13.3	—	V	
Output Short Circuit Current	I_{SC}	$R_L = 0 \Omega$	—	± 17	—	—	± 17	—	mA	
Minimum Resistive Load	R_{Lmin}		2	—	—	2	—	—	k Ω	
Maximum Capacitive Load	C_{Lmax}		—	—	300	—	—	300	pF	
Gain Equation			$A_V = 1 + \frac{10 k\Omega}{R_G}$			$A_V = 0.5 + \frac{5 k\Omega}{R_G}$				

Applications

Gain Setting

A single external resistor (R_G) between the R_{G1} and R_{G2} pins is all that is needed to set the gain of the THAT 1510/1512, according to the formulae:

$$\text{for the 1510: } A_V = 1 + \frac{10k\Omega}{R_G} \quad \text{or}$$

$$\text{for the 1512: } A_V = 0.5 + \frac{5k\Omega}{R_G} \quad \text{where}$$

A_V is the voltage gain of the part.

Either part may reach unity gain, but the value of R_G required varies significantly between the two parts. For the 1510, gain is 0dB when R_G is infinite (open); this is the minimum gain for the 1510. At infinite R_G , the 1512 reaches -6dB gain; this is the minimum gain for the 1512. With $R_G=10k\Omega$, the 1512 reaches 0dB gain.

Overall gain accuracy depends on the tolerance of R_G and the accuracy of the internal thin-film resistors connected to pins R_{G1} and R_{G2} in the 1510/1512 (R_A & R_B in Figure 1). These internal resistors have a typical initial accuracy (at room temperature) of $\pm 0.5\%$, and are typically stable with temperature to within ± 100 ppm/ $^{\circ}\text{C}$. Gain will drift with temperature based on the mismatch between the temperature coefficient of the external R_G and that of the internal resistors R_A & R_B .

For variable-gain applications where gain accuracy is important, THAT recommends using discrete, switched resistors for R_G . Where continuous control is required, or where gain accuracy is less

critical, a potentiometer may be used. In such applications, designers should take care in specifying the element construction to avoid excess noise. The potentiometer taper will set the circuit's characteristic of gain vs. pot rotation. Typically, reverse log (reverse audio) taper elements offer the desired behavior in which gain increases with clockwise rotation (and lower values for R_G). See THAT Design Note 138 for a discussion of potentiometer taper and gain for the 1510 and 1512 compared to similar parts from other manufacturers.

Noise Performance

Both parts exhibit excellent voltage noise performance of ~ 1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at high gains. With ~ 2 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ current noise, they are optimized for relatively low source impedance applications, such as dynamic microphones with typically a few hundred ohm output impedances. But, because they have different internal gain structures, the 1510 has higher equivalent input noise at 0dB gain (~ 57 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$) than the 1512, which runs 4.5 dB lower at ~ 34 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$. The unusual and superior topology of the THAT 1512 makes its noise performance comparable to some of the better discrete designs currently available.

Inputs

Simple Configurations

As shown in Figure 2, the 1510/1512 includes protection diodes at all pins except $V+$ and $V-$.

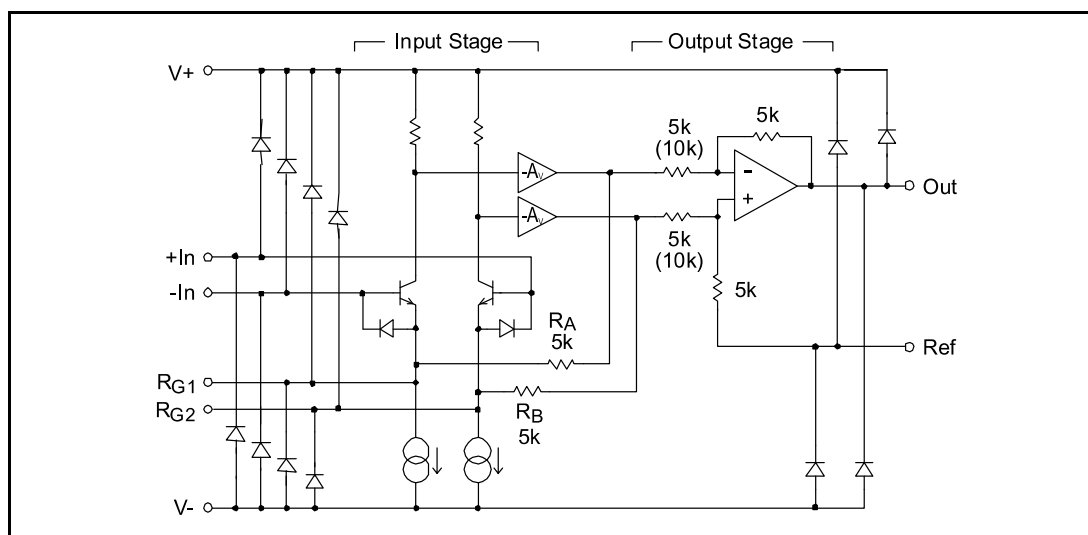


Figure 2. THAT 1510 / 1512 Equivalent Circuit with Protection Diodes

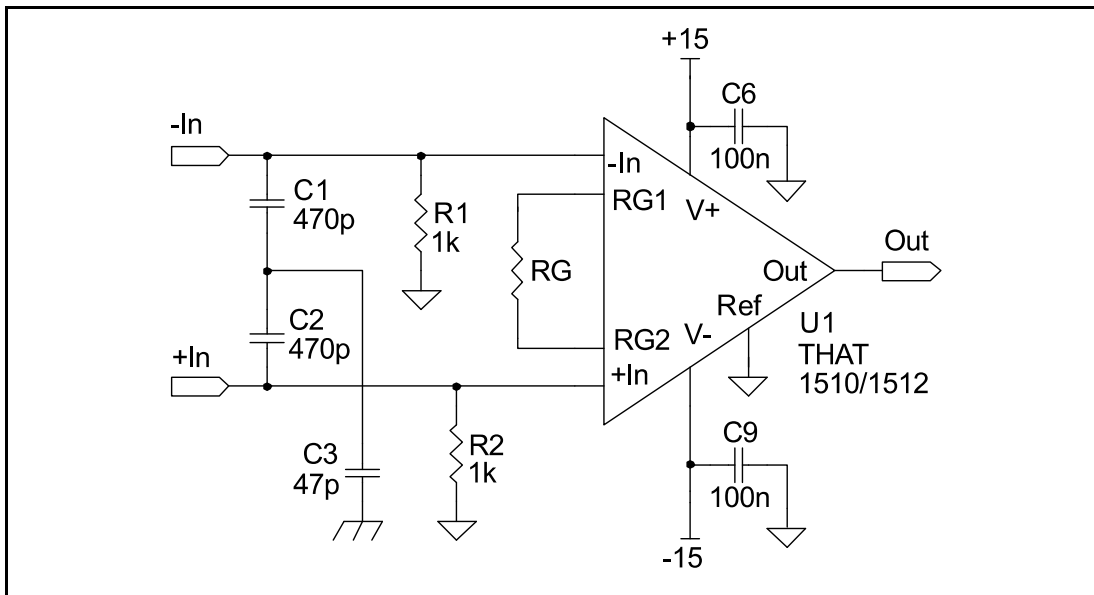


Figure 3. Basic 1510 / 1512 Circuit

These diodes reduce the likelihood that accidental electrostatic discharge (ESD) or electrical over stress (EOS) will damage the ICs. Other diodes across the base-emitter junctions of the input transistors prevent excessive reverse biasing of these junctions (which would degrade the noise performance of the input devices).

Other than the protection diodes, the 1510/1512 input pins are connected only to the bases of their respective input devices. For proper operation, the bases must be provided a source of dc bias that will maintain the inputs within the IC's input common-mode range. Figure 3 shows the simplest approach; dc bias is supplied via R_1 and R_2 . At 1 k Ω each, they will minimize pickup of unwanted noise and interference, as well as generate relatively little noise due to input current noise in the 1510/1512. However, at high gains, their inherent voltage noise, plus the 1510/1512's input current noise drawn across these resistors, adds significantly to the noise at the 1510/1512's output.

Because R_G is dc coupled in the circuit of Figure 3, the dc level at the output of the 1510/1512 will vary with gain. In most applications, the output should be ac-coupled to the next stage. For applications where R_G is variable (via a pot or switched

resistors) to allow gain adjustment, R_G should be ac-coupled as shown in Figure 4. By adding C_G in series with R_G , dc gain is fixed (at unity for the 1510, and $\frac{1}{2}$ for the 1512). This constrains the output dc offset to just over ± 5 mV, and prevents it from varying with gain. With this low offset, ac coupling of the output is usually unnecessary.

C_G must be large enough not to interfere with low-frequency response at the smallest values of R_G . For 60 dB gain, $R_G=10 \Omega$ (1510) or $R_G=5 \Omega$ (1512). For a -3 dB point of approximately 5 Hz, $C_G=3,300 \mu\text{F}$ (1510), or $C_G=6,800 \mu\text{F}$ (1512). For other maximum gains or minimum frequencies, scale C_G accordingly.

Phantom Power

Phantom power is required for many condenser microphones. THAT recommends the circuit of Figure 5 when phantom power is included⁴. R_3 , R_4 , and $D_1 - D_6$ are used to limit the current that flows through the 1510/1512 inputs when the circuit inputs (-In and +In) are shorted to ground while phantom power is turned on. This causes C_4 and/or C_5 to discharge through other circuit components, often generating transient currents of several amps. R_3 and R_4 should be at least 10 Ω to limit destructive

4. In revisions 0 and 1 of this data sheet, we recommended using Schottky diodes (1N5819 types) at $D_1 - D_4$ to protect the 1510/1512 inputs against overloads. Subsequently, we discovered that the leakage of these diodes could cause problems with DC fluctuations (hence noise) at the 1510/1512 output. Upon further investigation, we concluded that conventional rectifier diodes like the 1N4004 (the glass-passivated GP version) provide adequate protection and do not introduce unacceptable leakage. Additionally, 1N4004 diodes are much cheaper and more readily available than the Schottky types.

Since publishing revision 4, we determined that the internal reverse-bias diodes between the pins +In/ R_{G2} and -In/ R_{G1} may be damaged by phantom power faults under certain conditions. Small-signal diodes (D_5 and D_6) avoid this problem by appearing in parallel with the internal diodes, diverting excess current around the 1510/1512.

currents. (Higher values further limit current flow, but introduce additional source impedance and noise.) D_1 through D_4 prevent the IC's inputs from significantly exceeding the supply rails. D_5 and D_6 steer currents around the input stage in the 1510/1512, preventing damage.

The series combination of C_4 and C_5 should be made large to minimize high-pass filtering of the signal based upon the sum of the values of R_1+R_2 . As well, keeping their reactance low relative to the external microphone's source impedance will avoid increasing the effects of low-frequency current noise in the 1510/1512 input stage.

Other manufacturers have recommended, and many pro audio products include, a zener diode arrangement connected to the bridge rectifier instead of the connection to $V+$ and $V-$ as shown in Figure 5. THAT does not recommend this approach, because we find that R_3 and R_4 must be made much larger (e.g., $\geq 51 \Omega$) in order to limit peak currents enough to protect reasonably sized zener diodes (eg. 1/2 W). Such large series input resistors will limit the noise performance of the preamp. The ultimate floor is set by the impedance of the microphone, but any additional series resistance further degrades performance.

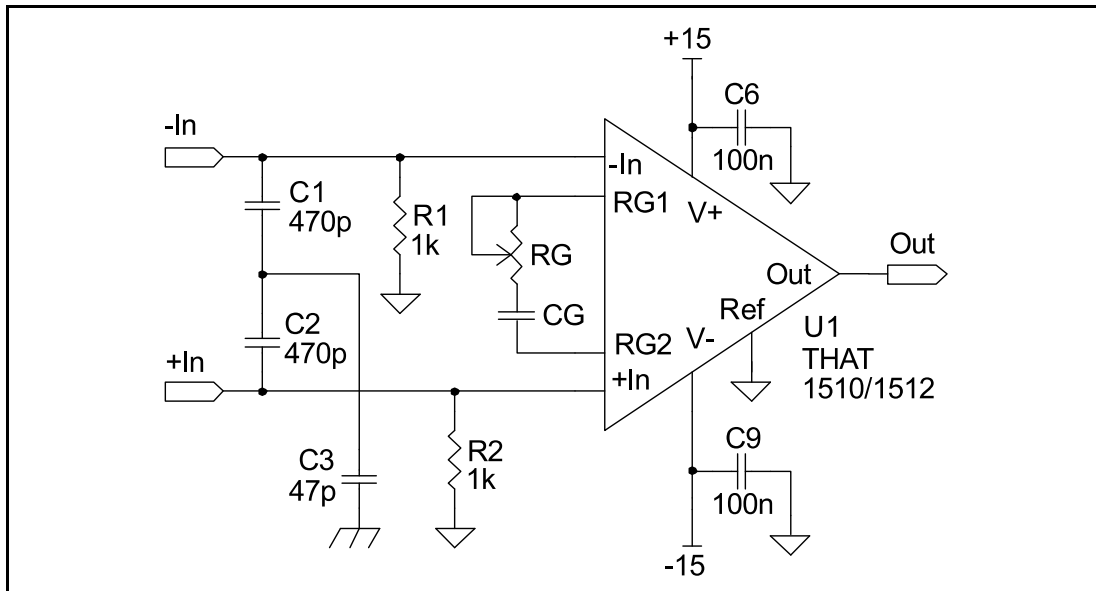


Figure 4. Basic 1510 / 1512 Circuit with Variable Gain