

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA**  
**INSTITUTO DE INGENIERÍA**  
**MAESTRÍA Y DOCTORADO EN CIENCIAS E INGENIERÍA**



Tesis:

**Optimización de equipo electrónico para la prueba de circuitos integrados de radiofrecuencia que contienen amplificadores de bajo ruido**

Para obtener el grado de:

**Maestro en Ciencias**

Presenta:

**Alfredo Espinoza Ortiz**

Director de tesis:

**Dr. Nicola Radnev Nedev**

Codirector de tesis:

**Dr. Mario Alberto Curiel Álvarez**

# Índice de contenido

<b>Lista de figuras</b> .....	<b>I</b>
<b>Lista de tablas</b> .....	<b>III</b>
<b>Dedicatoria</b> .....	<b>IV</b>
<b>1 Capítulo 1: Introducción</b> .....	<b>1</b>
1.1 Antecedentes .....	1
1.2 Planteamiento del problema.....	3
1.2.1 Descripción del problema .....	3
1.3 Justificación .....	4
1.4 Objetivos de la investigación .....	4
1.4.1 Objetivo general.....	4
1.4.2 Objetivos específicos .....	4
<b>2 Capítulo 2: Marco teórico</b> .....	<b>6</b>
2.1 Teoría fundamental de radiofrecuencia y semiconductores.....	6
2.1.1 Radiofrecuencia .....	6
2.1.2 Teoría de líneas de transmisión, propagación de ondas y antenas .....	6
2.1.3 Teorema de la máxima transferencia .....	7
2.1.4 Parámetros de dispersión (parámetros-S) y pérdidas de retorno.....	8
2.1.5 Medición de la potencia promedio en sistemas de radiofrecuencia .....	9
2.1.6 Dispositivos semiconductores de radiofrecuencia .....	10
2.2 Transistores MOSFET tipo p, tipo n y CMOS .....	11
2.3 Ruido en los sistemas de radiofrecuencia .....	13
2.3.1 Compatibilidad Electromagnética (EMC).....	13
2.3.2 Interferencia Electromagnética (EMI) y fuentes de ruido.....	13
2.3.3 Jaula de Faraday.....	14
2.4 Teoría fundamental de amplificadores.....	15
2.4.1 Amplificador de bajo ruido (LNA) .....	15
2.4.2 Estructura y topología del circuito de un amplificador de bajo ruido .....	16
2.4.3 Aplicación de los amplificadores de bajo ruido en circuitos integrados de radiofrecuencia	19
2.4.3.1 Receptor superheterodino .....	19
2.4.3.2 Receptor de muestreo directo de radiofrecuencia .....	19
2.5 Instrumentos de medición de radiofrecuencia .....	20

2.5.1	Medidor de potencia (Power Meter) .....	20
2.5.2	Analizador de espectro (Spectrum Analyzer) .....	21
2.5.3	Analizador de redes vectorial (Vector Network Analyzer).....	21
2.6	Parámetros importantes que medir en un amplificador de bajo ruido .....	22
2.6.1	Ganancia (Gain) .....	22
2.6.1.1	Medición de la ganancia .....	23
2.6.1.1.1	Medición de la ganancia con medidor de potencia.....	23
2.6.1.1.2	Medición de la ganancia con analizador de espectro.....	23
2.6.1.1.3	Medición de la ganancia con analizador de redes vectorial.....	24
2.6.2	Figura de ruido (Noise figure) .....	25
2.6.2.1	Medición de la figura de ruido .....	26
2.6.2.1.1	Medición de la figura de ruido con analizador de espectro .....	26
2.6.3	Linealidad y medición del punto de intercepción de tercer orden .....	27
2.6.3.1	Medición del punto de intercepción de tercer orden .....	29
2.6.3.1.1	Medición del IP3 con analizador de espectro.....	29
2.6.3.1.2	Medición del IP3 con analizador de redes vectorial.....	30
2.7	Presentación y empaquetado de los dispositivos semiconductores de radiofrecuencia	31
2.7.1	Alambrado o unión de cables (Wire Bonding) .....	31
2.7.2	Paquete de la pieza.....	31
2.8	Proceso actual de prueba final de circuitos integrados de radiofrecuencia .....	32
2.8.1	Equipos de Prueba Automáticos de Señal Mixta y Radiofrecuencia .....	33
2.8.2	Problemas en las mediciones en equipos de prueba automáticos .....	35
<b>3</b>	<b>Capítulo 3: Estudio de datos eléctricos históricos y selección del amplificador de bajo ruido adecuado para la investigación.....</b>	<b>36</b>
3.1	Estratificación de los datos .....	36
3.2	Análisis cuantitativo.....	37
3.3	Análisis gráfico .....	40
3.4	Independencia entre pruebas.....	45
3.5	Conclusiones del estudio de los datos de los amplificadores .....	47
<b>4</b>	<b>Capítulo 4: Relación entre los factores influyentes en el proceso de prueba y sus variables físicas involucradas .....</b>	<b>48</b>
4.1	Conclusiones sobre los factores y las variables físicas afectadas .....	49
<b>5</b>	<b>Capítulo 5: Análisis y precisión de las mediciones del equipo de prueba .</b>	<b>50</b>
5.1	Ecuaciones en decibeles utilizadas por la probadora para calcular los parámetros a medir y su conversión a valores lineales .....	50

5.2	Distribución natural de las mediciones realizadas por la probadora.....	52
5.3	Utilidad del índice de capacidad “Cpk” en la medición de parámetros.....	53
5.4	Promedio, desviación estándar y Cpk de los parámetros medidos del amplificador de bajo ruido de la banda 3 seleccionado .....	54
5.5	Desviación de la medición de los parámetros por influencia de los factores .....	55
<b>6</b>	<b>Capítulo 6: Experimento de impedancia .....</b>	<b>56</b>
6.1	Modelado del sistema test fixture-amplificador de bajo ruido .....	56
6.2	Ganancia de potencia calculada por la probadora en función de la impedancia .....	58
6.3	Procedimiento del experimento de impedancia .....	60
6.4	Resultados del experimento de impedancia.....	61
6.5	Conclusiones sobre la prueba de impedancia y solución propuesta .....	71
<b>7</b>	<b>Capítulo 7: Experimento de temperatura.....</b>	<b>72</b>
7.1	Procedimiento del experimento de temperatura .....	72
7.2	Resultados del experimento de temperatura .....	74
7.3	Conclusiones sobre la prueba de temperatura y análisis de una solución.....	81
<b>8</b>	<b>Capítulo 8: Experimento de ruido electromagnético.....</b>	<b>82</b>
8.1	Procedimiento del experimento de ruido electromagnético.....	82
8.2	Resultados del experimento de ruido electromagnético .....	86
8.3	Conclusiones sobre la prueba de ruido y análisis de una solución .....	95
<b>9</b>	<b>Capítulo 9: Diseño e implementación de soluciones para minimizar los factores que afectan indeseablemente las mediciones .....</b>	<b>97</b>
9.1	Diseño e implementación de algoritmo para la solución de los problemas de impedancia 97	
9.2	Resultados y conclusiones de implementación de algoritmo para monitorear la impedancia .....	101
9.3	Diseño e implementación de solución para problemas de ruido electromagnético en los equipos .....	103
9.4	Resultados y conclusiones de la implementación del confinamiento blindado.....	111
<b>10</b>	<b>Capítulo 10: Conclusiones y resultados generales .....</b>	<b>114</b>
10.1	Comprobación de las falsas fallas y relación de los factores encontrados con sus respectivas variables físicas .....	114
10.2	Experimentación y comportamiento de los parámetros medidos con respecto a las variables físicas.....	115

10.3	Comportamiento del equipo de prueba al implementar las soluciones propuestas ....	116
10.4	Perspectivas y aplicaciones futuras de la investigación.....	117
<b>11</b>	<b>Bibliografía y referencias .....</b>	<b>118</b>

# Lista de figuras

Figura 2.1 - Línea de transmisión modelada con componentes eléctricos.....	7
Figura 2.2 - Red de radiofrecuencia de dos puertos con sus respectivos parámetros-S.....	8
Figura 2.3 - Representación de la construcción y operación de un E-MOSFET básico (canal n).....	11
Figura 2.4 - Operación de un inversor CMOS.....	12
Figura 2.5 – Esquema de una jaula de Faraday.....	14
Figura 2.6 - Diagrama de bloques de sección de un receptor.....	16
Figura 2.7 – Diagrama a bloques de un ejemplo de amplificador de bajo ruido.....	16
Figura 2.8 - Amplificador de bajo ruido de fuente común en cascada.....	17
Figura 2.9 Amplificador de bajo ruido convencional del tipo plegado en cascada.....	18
Figura 2.10 - Amplificador de bajo ruido con retroalimentación de Shunt.....	18
Figura 2.11 - Diagrama de receptor superheterodino.....	19
Figura 2.12 - Diagrama de un receptor de muestreo directo de radiofrecuencia.....	20
Figura 2.13 - Medición de la ganancia de un amplificador con un medidor de potencia.....	23
Figura 2.14 - Medición de la ganancia con un analizador de espectro.....	24
Figura 2.15 - Medición de la ganancia de un amplificador con VNA.....	25
Figura 2.16 - Medición de la figura de ruido con analizador de espectro.....	26
Figura 2.17 - Productos de intermodulación de segundo y tercer orden.....	27
Figura 2.18 - Gráfica del punto de intercepción de tercer orden.....	28
Figura 2.19 - Medición del IP3 con analizador de espectro.....	29
Figura 2.20 - Medición del IP3 con un VNA.....	30
Figura 2.21 - Paquete “Quad Flat” sin terminales externas.....	31
Figura 2.22 - Esquema general del proceso de prueba eléctrica final para producción en masa.....	32
Figura 2.23 - Diagrama de bloques de un Equipo de Prueba Automático de Radiofrecuencia y Señal Mixta.....	34
Figura 3.1 - Distribución para pérdida de retorno en entrada para primera inserción.....	41
Figura 3.2 - Distribución para pérdida de retorno en entrada para segunda inserción.....	42
Figura 3.3 – Distribución para ganancia de potencia en primera inserción.....	42
Figura 3.4 - Distribución para ganancia de potencia segunda inserción.....	43
Figura 3.5 - Distribución para pérdida de retorno en salida para primera inserción.....	43
Figura 3.6 - Distribución para pérdida de retorno en salida para segunda inserción.....	44
Figura 3.7 - Distribución para figura de ruido (Noise Figure) en primera inserción.....	44
Figura 3.8 - Distribución para figura de ruido (Noise Figure) en segunda inserción.....	45
Figura 5.1 - Distribuciones normales de amplificador o instrumento ideales.....	53
Figura 6.1 - Diagrama de redes modelando test fixture(tableros)-dispositivo.....	56
Figura 6.2 - Valor de la ganancia de potencia con respecto a las distintas impedancias de entrada.....	63
Figura 6.3 - Valor de la magnitud del $S_{11}$ con respecto a las distintas impedancias de entrada.....	63
Figura 6.4 - Valor del factor de ruido con respecto a las distintas impedancias de entrada.....	64
Figura 6.5 - Valor de la potencia de entrada de IP3 con respecto a las distintas impedancias de entrada.....	64
Figura 6.6 - Valor de la corriente quiescente con respecto a las distintas impedancias de entrada.....	65
Figura 6.7 - Valor de la magnitud del $S_{22}$ con respecto a las distintas impedancias de entrada.....	65
Figura 6.8 - Valor de la ganancia de potencia con respecto a las distintas impedancias de salida.....	68
Figura 6.9 - Valor del $S_{22}$ con respecto a las distintas impedancias de salida.....	68
Figura 6.10 - Valor del factor de ruido con respecto a las distintas impedancias de salida.....	69
Figura 6.11 - Valor de la potencia de entrada IP3 con respecto a las distintas impedancias de salida.....	69
Figura 6.12 - Valor de la corriente quiescente con respecto a las distintas impedancias de salida.....	70
Figura 6.13 - Valor del $S_{11}$ con respecto a las distintas impedancias de salida.....	70
Figura 7.1 - Diagrama para experimento de temperatura.....	72
Figura 7.2 - Curva de decremento de temperatura según ley de enfriamiento de Newton.....	76
Figura 7.3 - Gráfica del delta de corriente quiescente en función de la temperatura.....	77
Figura 7.4 - Gráfica del delta de ganancia de potencia lineal en función de la temperatura.....	78

Figura 7.5 - Gráfica del delta del factor de ruido en función de la temperatura. ....	78
Figura 7.6 - Gráfica del delta de la magnitud del $S_{11}$ en función de la temperatura. ....	79
Figura 7.7 - Gráfica del delta de la magnitud del $S_{22}$ en función de la temperatura. ....	79
Figura 7.8 - Gráfica del delta de potencia de entrada de IP3 en función de la temperatura. ....	80
Figura 7.9 - Gráfica del delta de potencia de salida de IP3 en función de la temperatura. ....	81
Figura 8.1 - Diagrama para experimento de ruido electromagnético.....	82
Figura 8.2 - Ancho de banda del espectro de frecuencia para la medición de factor de ruido.....	83
Figura 8.3 - Muestreo de 600MHz a 3GHz de ruido del ambiente con analizador de espectro.....	88
Figura 8.4 - Ruido constante de -45dBm a una frecuencia 1844 MHz.....	89
Figura 8.5 - Gráfica de comparación del factor de ruido. ....	91
Figura 8.6 - Gráfica de comparación del factor de ruido con ruido espurio. ....	95
Figura 9.1 – Diagrama de flujo de algoritmo para monitorear la impedancia del sistema test fixture. ....	100
Figura 9.2 – Gráfica del OEE para los equipos con y sin algoritmo de mantenimiento predictivo de impedancia. ..	102
Figura 9.3 – Tablero electrónico de prueba utilizado para montarse en test fixture. ....	108
Figura 9.4 – Tipos de juntas metálicas para un confinamiento blindado.....	109
Figura 9.5 – Esquema del proceso de prueba eléctrica sin blindaje y con blindaje. ....	110
Figura 9.6 – Muestreo de 600MHz a 3 GHz para el ruido sin confinamiento blindado en test fixture. ....	111
Figura 9.7 – Muestreo de 600MHz a 3 GHz para el ruido con confinamiento blindado en test fixture. ....	112

# Lista de tablas

Tabla 2.1 - Simbología de MOSFETs de enriquecimiento (E-MOSFET) y empobrecimiento (D-MOSFET).....	12
Tabla 3.1 - Tabla con parámetros probados, ocurrencia, consistencia y factor de fiabilidad. ....	39
Tabla 3.2 - Tabla de datos del amplificador de bajo ruido para la banda 3 de 4G en primera inserción. ....	40
Tabla 3.3 - Tabla de datos del amplificador de bajo ruido para la banda 3 de 4G en segunda inserción. ....	40
Tabla 3.4 - Análisis de dependencia entre parámetros.....	47
Tabla 4.1 - Tabla de relación de factores (problemas) y variables físicas. ....	49
Tabla 5.1 - Conversiones forma logarítmica-lineal de los parámetros medidos. ....	51
Tabla 5.2 - Parámetros medidos en el amplificador de bajo ruido de banda 3 en condiciones casi ideales.....	55
Tabla 6.1 - Comparación de impedancia nominal con primer cambio en la entrada. ....	61
Tabla 6.2 - Comparación de impedancia nominal con segundo cambio en la entrada. ....	61
Tabla 6.3 - Comparación de impedancia nominal con tercer cambio en la entrada.....	62
Tabla 6.4 - Comparación de impedancia nominal con cuarto cambio en la entrada.....	62
Tabla 6.5 - Comparación de ganancia real para modelo matemático y probadora. ....	66
Tabla 6.6 - Comparación de impedancia nominal con primer cambio en la salida. ....	66
Tabla 6.7 - Comparación de impedancia nominal con segundo cambio en la salida.....	67
Tabla 6.8 - Comparación de impedancia nominal con tercer cambio en la salida. ....	67
Tabla 6.9 - Comparación de impedancia nominal con cuarto cambio en la salida. ....	67
Tabla 7.1 - Comparación de distribuciones de parámetros en temperatura ambiente contra 30°C.....	74
Tabla 7.2 - Comparación de distribuciones de parámetros en temperatura ambiente contra 40°C.....	75
Tabla 8.1 - Condiciones propuestas para transmisión de ruido electromagnético controlado. ....	86
Tabla 8.2 - Comparación de factores de ruido de los amplificadores evaluados sin ruido y con ruido ambiente.....	87
Tabla 8.3 - Comparación de parámetros sin ruido y con ruido constante a 1844 MHz con potencia de -45 dBm. ....	90
Tabla 8.4 - Comparación de parámetros sin ruido y con ruido constante a 1844 MHz con potencia de -50 dBm. ....	90
Tabla 8.5 - Comparación de parámetros sin ruido y con ruido constante a 1844 MHz con potencia de -60 dBm. ....	90
Tabla 8.6 - Factor de ruido para el amplificador de la banda 20 con ruido constante de 807 MHz a -45dBm.....	92
Tabla 8.7 - Factor de ruido para el amplificador de la banda 3 con ruido constante de 1844 MHz a -45dBm.....	92
Tabla 8.8 - Factor de ruido para el amplificador de Wi-Fi con ruido constante de 2401 MHz a -45dBm.....	92
Tabla 8.9 - Factor de ruido para el amplificador de la banda 20 con ruido constante de 2401 MHz a -45dBm.....	92
Tabla 8.10 - Comparación al aplicar ruido esporádico activo al 25% a 1844 MHz con potencia de -45dBm.....	93
Tabla 8.11 - Comparación al aplicar ruido esporádico activo al 75% a 1844 MHz con potencia de -45dBm.....	93
Tabla 8.12 - Comparación al aplicar ruido esporádico activo al 25% a 1844 MHz con potencia de -60dBm.....	94
Tabla 8.13 - Comparación al aplicar ruido esporádico activo al 75% a 1844 MHz con potencia de -60dBm.....	94

# **Dedicatoria**

## **A mis padres, Silvia y Alfredo.**

Por todo su apoyo, fe y amor incondicional desde mi nacimiento, por haber sido la luz que iluminó mi camino en todo momento de dificultad y haber estado para mí siempre que lo necesité. Gracias totales, por siempre brindarme todas las herramientas necesarias para culminar mis estudios y cumplir mis sueños. Cada éxito, cada logro, está dedicado a ustedes, los amo.

## **A mi novia y mejor amiga, Monserrat.**

A ti, que has sido mi inspiración y mi fuerza para continuar mejorándome personal y profesionalmente todo este tiempo, gracias por todo el amor, por la paciencia y el apoyo que me has brindado. Llenas de magia y felicidad cada uno de mis momentos en esta vida, te amo.

## **A mis directores, Nicola y Mario.**

Gracias por abrirme las puertas y darme la oportunidad de completar esta meta. Agradezco ampliamente cada consejo, enseñanza y sugerencia que me dieron durante mi formación académica, todo ha sido de gran valor.

# 1 Capítulo 1: Introducción

En este capítulo, se da una introducción al tema y a la problemática estudiada durante este trabajo de investigación, en donde, se mencionan los antecedentes, la descripción del problema, y la justificación.

## 1.1 Antecedentes

Para abordar el tema de investigación relacionado a la prueba de circuitos integrados que contienen amplificadores de bajo ruido, es esencial comenzar con la historia y antecedentes de los dispositivos que se han desarrollado hasta el momento, para después, presentar los equipos de prueba utilizados en la industria. Desde hace 25 años hasta la actualidad aproximadamente, la rama de la electrónica en semiconductores de radiofrecuencia se ha convertido en uno de los sectores que más está siendo impulsado en el entorno industrial, debido al rápido crecimiento de la necesidad de dispositivos para comunicaciones inalámbricas; sin embargo, antes de los años 1980s, esta tecnología estaba orientada únicamente a aplicaciones militares. Esta situación, cambió radicalmente cuando en la primera mitad de los años 1980s, se comenzó a utilizar televisión por satélite con la aplicación de transistores de bajo ruido operando a frecuencias de 12 GHz en dispositivos receptores, de modo que, esta fue la primera aplicación civil que despuntó el crecimiento de esta tecnología [1].

Con el avance tecnológico, los receptores basados en dispositivos semiconductores han pasado de utilizar transistores de bajo ruido a emplear versiones mejoradas de estos circuitos con la adopción de amplificadores de bajo ruido, los cuales, se encargan de amplificar la señal recibida degradándola lo menos posible con ruido. Así, una topología empleada en muchas aplicaciones desde los años 1990s hasta la actualidad, ha sido la del “Receptor superheterodino”, la cual, cuenta con una etapa de amplificación de bajo ruido y otra de reducción de frecuencia de la señal para su digitalización. Sin embargo, con el avance en la tecnología de digitalización en los años 2000 hasta la actualidad, ha sido posible digitalizar señales de radiofrecuencia sin necesidad de disminuir su frecuencia, esto, ha dado origen a la topología más reciente, denominada “Receptor de muestreo directo de radiofrecuencia” [2].

Mencionado esto, se debe tener en cuenta que, la etapa más importante de un receptor, siempre se encuentra en el amplificador de bajo ruido, es por esto que, se han ido mejorando sus topologías con el pasar de los años; en donde, las más relevantes desde los años 1980s hasta la actualidad han sido la de “Amplificador de bajo ruido de cascada con fuente a común”, “Amplificador de cascada plegado” y “Amplificador con retroalimentación de Shunt” [3-5]. A su vez, los amplificadores de bajo ruido actuales suelen construirse con transistores de “Hetero-unión bipolar”, con transistores “Metal-Oxido-Semiconductor de Efecto de Campo” o, con transistores de “Alta Movilidad de Electrones” de materiales como arseniuro de galio y nitruro de galio [6].

Para evaluar la funcionalidad de los amplificadores de bajo ruido, se ha estudiado que, los parámetros principales a probar en estos, son la ganancia, la figura de ruido, las pérdidas de retorno y la linealidad del amplificador [3]. En evaluación de laboratorio, esto se puede realizar con un analizador de espectro y un analizador de redes vectorial, manualmente; sin embargo, para el

proceso de prueba final en masa de estos dispositivos en manufactura, se requiere de equipos automáticos de prueba que realicen estas evaluaciones de una manera rápida y eficaz, clasificando los circuitos integrados que funcionan correctamente de los que no lo hacen. La evolución de los equipos de prueba automáticos (ATE, por sus siglas en inglés) comenzó a partir de los equipos de mesa de trabajo (Bench-Top Equipment, en inglés) en los años 1960s con las primeras ATE digitales.

Unos años después, se inventaron las ATE analógicas, sin embargo, estas últimas no duraron mucho en el mercado gracias a la invención de las ATE de señal mixta en los años 1970s; en donde estas, eran capaces de hacer pruebas de tipo digital y de señales analógicas. Alrededor de los años 1980s, surgieron las ATE para señales de radiofrecuencia, las cuales, impulsaron la industria semiconductora en los sectores de comunicaciones inalámbricas. A su vez, estas evolucionaron en las más actuales utilizadas para probar dispositivos semiconductores de radiofrecuencia modernos, como los receptores con amplificadores de bajo ruido, en donde estos equipos, combinan señales digitales, analógicas y de radiofrecuencia, dando como resultado la ATE de radiofrecuencia y señal mixta en la segunda mitad de los años 1990s [7].

Para producción en masa de los dispositivos semiconductores de radiofrecuencia en general, los equipos ATE suelen necesitar adaptaciones físicas para obtener un buen ensamble y conexión con los dispositivos bajo prueba (DUT, por sus siglas en inglés). Desde los años 1990s hasta la fecha, se utilizan tableros de carga electrónicos con contactores para obtener el contacto eléctrico con los dispositivos a medir durante la prueba. A su vez, actualmente se utilizan equipos manipuladores de piezas (manejadoras) que se encargan de separar los dispositivos probados aceptables, de los no aceptables para su procesamiento posterior; entre estos equipos, destacan los de tipo recoger y colocar (Pick and place) y los de torreta.

En el proceso de prueba eléctrica en ATE para dispositivos con amplificadores de bajo ruido, es común que existan problemas con las mediciones, dando como resultado falsas fallas. Estas, originan una pérdida de rendimiento en el proceso y, pueden disminuir drásticamente las ganancias para estos productos. Con el incremento en la complejidad de los dispositivos que contienen amplificadores de bajo ruido en los años recientes, las industrias semiconductoras han experimentado que, las pruebas de ganancia o de pérdida de retorno suelen fallar por mal acoplamiento en el circuito de prueba, las de figura de ruido por interferencia electromagnética o temperatura, y, las de medición de linealidad por la operación distorsionada de los generadores de señales, entre otros factores.

Para solucionar estos problemas, se han diseñado estrategias como el reemplazar componentes desbalanceados en los circuitos para mejorar las mediciones de ganancia, proteger con blindaje para ayudar a la prueba de figura de ruido o, agregar atenuadores a los generadores para evitar su no linealidad [8-9]. Sin embargo, estos métodos están enfocados a mediciones controladas en laboratorios y suelen ser poco efectivos en ambientes de producción masiva, por lo que, se requiere de un estudio más detallado de los factores externos e internos que causan las falsas fallas en la prueba eléctrica de los dispositivos en un ambiente de manufactura con ATE.

## **1.2 Planteamiento del problema**

### **1.2.1 Descripción del problema**

Desde que se inició con la era de los semiconductores, las empresas encargadas de diseño y fabricación de dispositivos han buscado métodos para probar su funcionalidad en base a ciertos límites estipulados por medio de un proceso denominado “prueba final”; con el cual, se verifica si los circuitos integrados son correctamente funcionales antes de enviar al cliente. Actualmente, con el avance tecnológico a través de los años, existen muchos corporativos y empresas encargadas de la prueba de dispositivos semiconductores de radiofrecuencia empleados para comunicaciones inalámbricas; estas empresas, utilizan la tecnología más reciente para probar los circuitos que serán incorporados en los aparatos modernos. Durante este proceso, los dispositivos son evaluados siendo sometidos a diferentes rutinas y simulaciones de funcionamiento, en las cuales, se miden todos los parámetros requeridos en los distintos tipos de operación del producto, clasificando así, piezas funcionalmente aceptables y no aceptables para su venta.

Con el pasar de los años, la prueba de dispositivos semiconductores de radiofrecuencia con distintas configuraciones y tecnologías no ha sido un gran problema para las compañías, sin embargo, con el aumento en producción de circuitos integrados que contienen amplificadores de bajo ruido (LNA, por sus siglas en inglés), el proceso de prueba se ha vuelto más inestable y complejo para el equipo utilizado hasta la fecha. Esto, debido a que los parámetros principales que se miden a un amplificador de bajo ruido (ganancia, pérdidas de retorno, figura de ruido y linealidad), son muy sensibles al mal acoplamiento e interferencia que, comúnmente, se genera en los circuitos o tableros electrónicos utilizados para la medición. Lo anterior, da como resultado falsas fallas en piezas que funcionan correctamente, por lo que, estas tienden a reprobarse una o más veces para ser clasificadas como piezas buenas.

La información y publicaciones disponibles referentes a la prueba de dispositivos semiconductores que, contienen amplificadores de bajo ruido, se encuentra orientada principalmente a la experimentación dentro de laboratorios utilizando condiciones controladas, sin embargo, el comportamiento de este proceso en condiciones de producción en masa no está del todo estudiado. Aunado a esto, la funcionalidad de los dispositivos suele ser verificada y evaluada por la respectiva empresa que los desarrolla, partiendo desde su etapa de diseño en laboratorio basándose en los parámetros requeridos por el cliente; en donde, suele quedar demostrada la confiabilidad del producto con el hecho de que, las piezas clasificadas como aceptables que fueron vendidas, no muestran fallas en la aplicación que le da el usuario final. Por lo que, esto, llevó a cuestionar el proceso de prueba eléctrica que se ejecuta a este tipo de productos, con el fin de encontrar las causas que provocan que algunas piezas probadas con el equipo utilizado en el proceso de producción, fallen de ciertos parámetros a pesar de ser piezas funcionalmente correctas.

Por todo lo mencionado anteriormente, este trabajo de investigación pretende reconocer las debilidades y factores del equipo electrónico que, afectan negativamente la prueba eléctrica que se realiza a los productos que contienen amplificadores de bajo ruido. Así como, encontrar las

soluciones en el diseño de los circuitos o equipo de prueba que permitan eliminar o reducir las falsas fallas debido al mal acoplamiento, interferencia por ruido, entre otros factores a investigar.

### **1.3 Justificación**

Mediante la realización y aplicación de esta investigación, se pretende diseñar e implementar los aditamentos adecuados en los circuitos y equipo utilizados para probar dispositivos semiconductores que contienen amplificadores de bajo ruido, con el fin de eliminar las falsas fallas detectadas durante el proceso. Esto, es un factor de gran impacto en las compañías de semiconductores, debido a que, las falsas fallas, originan un gran número de repuebas (retrabajo) y material correctamente funcional clasificado como no aceptable, siendo estos puntos, los que provocan más pérdidas monetarias para estos productos.

Debido a que, la introducción de productos con amplificadores de bajo ruido ha ido en aumento, la urgencia por una medida eficaz y estable para eliminar este problema también continúa en ascenso. Siendo así, que las soluciones de contención aplicadas durante estos años van quedándose cortas o, imprácticas, debido a la cantidad enorme de productos de este tipo que se prueban en las áreas de producción de las empresas. Dadas estas razones, la profundización en esta problemática es de vital importancia.

Por consiguiente, el correcto diseño y estandarización del equipo electrónico de prueba, el cual, contempla los factores que ejercen influencia negativa en las mediciones, se puede traducir en una reducción considerable de la pérdida económica generada por el retrabajo y material aceptable categorizado como no aceptable para este tipo de productos.

### **1.4 Objetivos de la investigación**

#### **1.4.1 Objetivo general**

El objetivo general de esta investigación es determinar aquellos factores internos y externos al equipo electrónico que, ejercen una influencia indeseable en las mediciones durante el proceso de prueba de dispositivos semiconductores que contienen amplificadores de bajo ruido, con el fin de eliminar su efecto mediante el diseño e implementación de aditamentos en los equipos de prueba.

#### **1.4.2 Objetivos específicos**

A partir del objetivo general ya mencionado, se pueden establecer los siguientes objetivos específicos de la investigación:

1. Determinar los factores externos e internos en el equipo electrónico que afectan negativamente la prueba de circuitos integrados que contienen amplificadores de bajo ruido, con enfoque en los parámetros principales como la ganancia, pérdidas de retorno, factor de ruido y linealidad.

2. Diseñar aditamentos para el equipo de prueba; en donde, estos se encarguen de eliminar la influencia de los factores que afectan las mediciones durante el proceso de prueba eléctrica.
3. Implementar físicamente los aditamentos diseñados y evaluar su desempeño en el proceso de prueba eléctrica.

## **2 Capítulo 2: Marco teórico**

Partiendo de la problemática y los objetivos mostrados, fue necesario hacer un análisis de los conocimientos científicos y estudios requeridos para abordar este tema tomando como base lo que ya se ha encontrado por otros investigadores. A continuación, se presentan los fundamentos teóricos esenciales utilizados durante el desarrollo de esta investigación.

### **2.1 Teoría fundamental de radiofrecuencia y semiconductores**

Debido a que, esta investigación se centrará en el campo de la prueba de dispositivos semiconductores de radiofrecuencia que contienen amplificadores de bajo ruido, es necesario partir de los conceptos fundamentales para profundizar en el estudio. Los conceptos presentados a continuación están basados en lo expuesto en los textos más recientes sobre el tema, encontrados en las referencias [6, 10-15].

#### **2.1.1 Radiofrecuencia**

El campo de la radiofrecuencia (o bien, “RF”) corresponde al estudio del comportamiento de señales de corriente alterna u, ondas electromagnéticas con frecuencias en el rango de los 100MHz a los 1000GHz. Cabe mencionar que, las señales que tienen frecuencias entre los 3 y 300GHz, suelen llamarse como “microondas” debido a que, su longitud de onda correspondiente se encuentra en el rango de los 10cm a 1mm. El análisis de circuitos de radiofrecuencia normalmente se modela con la teoría de líneas de transmisión y, siempre se trata de obtener un acoplamiento ideal entre las redes para cumplir con el teorema de la máxima transferencia de potencia.

#### **2.1.2 Teoría de líneas de transmisión, propagación de ondas y antenas**

Cuando hablamos de análisis de circuitos de radiofrecuencia, se suelen utilizar modelos basados en la teoría de líneas de transmisión. La diferencia clave entre la teoría de circuitos y la teoría de líneas de transmisión es que, la segunda, toma en cuenta el tamaño físico de la red eléctrica. Es decir, la teoría de circuitos eléctricos asume que las dimensiones físicas de una red son mucho menores que la longitud de onda de la señal eléctrica, por otro lado, las líneas de transmisión son de una dimensión considerable respecto a una fracción de la longitud de onda o, incluso más grandes que esta; de hecho, este efecto aparece si el circuito es un décimo de la longitud de onda de la señal.

Así, una línea de transmisión es una red con parámetros distribuidos, en donde, viajan ondas electromagnéticas (campos eléctricos y magnéticos) que producen voltajes y corrientes que se comportan como ondas viajeras variando tanto en magnitud como en fase, a lo largo de la longitud del circuito. En estos modelos, se considera la inductancia “L”, resistencia “R”, capacitancia “C” y admitancia “G” como uniformemente distribuidas a lo largo de la línea de transmisión; por lo que, para modelarlas como componentes eléctricos, se multiplican por la distancia de la línea (“dz”, en este caso).

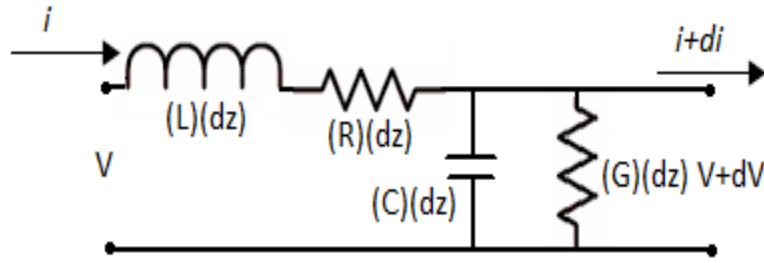


Figura 2.1 - Línea de transmisión modelada con componentes eléctricos.  
 En la figura, “i” y “V”, corresponden a la corriente y voltaje como ondas viajeras, respectivamente.

Para una línea de transmisión sin carga (en circuito abierto), se tiene que, mientras circula la onda electromagnética incidente (el voltaje y corriente) desde la fuente, en su extremo final, se presentará una onda reflejada con fase invertida debido a la discontinuidad abrupta; sin embargo, en este punto, una parte de la onda incidente será irradiada al espacio, debido a que, después de todo, el espacio es una carga con una gran impedancia que, absorbe parte de la potencia. A la irradiación proveniente de la línea de transmisión, se le conoce como la propagación de la onda electromagnética, y, es el principio del funcionamiento de una antena. En este proceso, la onda se propaga en el espacio mediante el efecto mutuo de la Ley de Faraday y la de Ampere-Maxwell, en donde, el campo eléctrico oscilante genera un campo magnético variable que, a su vez, vuelve a producir otro campo eléctrico, de forma que, el ciclo se repite indefinidamente por el medio mientras la onda se desplaza [16].

A su vez, debe entenderse que, una antena, es un dispositivo resonante a las ondas electromagnéticas que, se utiliza para transmitir o recibir información por parte de ellas. Normalmente, sus dimensiones de diseño están en función de la longitud de onda de la señal que se quiere captar o transmitir, de forma que, estas, se construyen en fracciones de dicho valor con el fin de producir resonancia al interactuar con las señales deseadas. Las antenas convencionales, suelen clasificarse por el espaciado entre los conductores de la línea de transmisión en el punto de discontinuidad abrupta, ejemplos comunes de estos son la antena de tipo dipolo de conductores convergentes, la antena de dipolos de un cuarto de onda de Marconi y la de un medio de onda de Hertz.

### 2.1.3 Teorema de la máxima transferencia

El teorema de la máxima transferencia nos dice que, la máxima transferencia de potencia entre una fuente y una carga ocurre cuando la componente real de la impedancia de la fuente y la carga son idénticas; por otro lado, para el caso de que existan impedancias complejas, la reactancia de ambas debe ser de la misma magnitud, pero, de signo opuesto. Así, siendo “ $Z_S$ ” y “ $Z_L$ ” las impedancias de la fuente y la carga, respectivamente, se dice que el teorema de la máxima transferencia se cumple cuando:

$$Z_S = R_0 - jX_0 \quad Y \quad Z_L = R_0 + jX_0$$

En caso de no cumplirse lo anterior, existirá desacoplamiento en el circuito, lo que, generará una onda de voltaje reflejada desde la carga hacia la fuente. La impedancia característica comúnmente utilizada en el campo de la radiofrecuencia es de 50 ohms.

### 2.1.4 Parámetros de dispersión (parámetros-S) y pérdidas de retorno

Una suposición clave al realizar mediciones eléctricas es que, las redes, pueden ser caracterizadas por parámetros medidos en sus terminales (puertos) sin importar el contenido interno de la red; una vez que, los parámetros de una red de “n” puertos han sido determinados, su comportamiento externo puede predecirse. En frecuencias bajas, las opciones típicas de los parámetros a ser medidos son los parámetros-Z (matriz de impedancias) o, parámetros-Y (matriz de admitancias). En cambio, para el diseño de microondas o radiofrecuencia, los parámetros-S son la opción recomendada dado a que, son fáciles de medir y, es relativamente sencillo trabajar con ellos a frecuencias altas en comparación con los otros mencionados.

Los parámetros-S, son una medida de la reflexión y transmisión de ondas de voltaje a través de una red eléctrica. Si consideramos que, “ $V_n^+$ ” es la amplitud de una onda de voltaje incidente en un “puerto n”, y que, “ $V_n^-$ ” es la amplitud de una onda de voltaje reflejada o de salida de otro “puerto n”, entonces, la matriz de parámetros-S para una red de dos puertos, se definirá con relación a estas ondas de voltaje incidentes y reflejadas de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix}$$

En donde:

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+$$

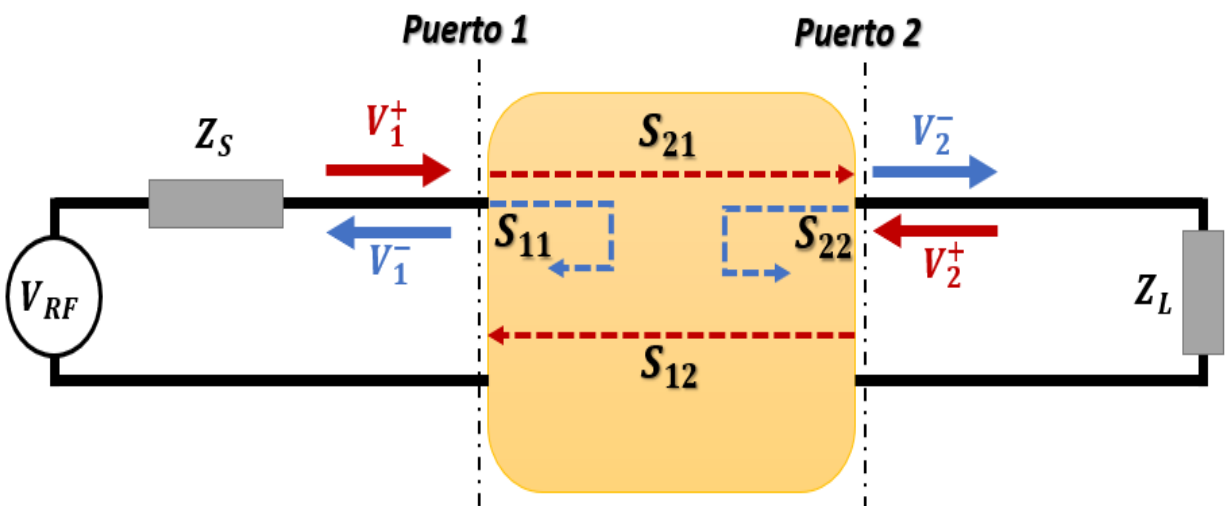


Figura 2.2 - Red de radiofrecuencia de dos puertos con sus respectivos parámetros-S.

En donde, “ $V_{RF}$ ” es el voltaje de radiofrecuencia de la fuente, “ $Z_S$ ” es la impedancia de la fuente, “ $Z_L$ ” es la impedancia de la carga y, “ $S_{11}$ ”, “ $S_{12}$ ”, “ $S_{21}$ ”, “ $S_{22}$ ” son los parámetros-S de la red.

Mediante un analizador de redes vectorial, es posible encontrar el valor de cada parámetro-S de un dispositivo, aplicando una onda incidente en un puerto de entrada, mientras se mide el puerto de salida al estar conectado a una impedancia característica; por ejemplo, si se desea obtener el “ $S_{21}$ ”, se aplica una onda “ $V_1^+$ ” en el puerto 1, mientras se mide la onda de salida “ $V_2^-$ ” en el puerto 2. De esta forma, al no haber onda reflejada “ $V_2^+$ ”, su valor se convierte en cero y la expresión de “ $V_2^-$ ” solo contendrá el término “ $V_1^+$ ”; así, “ $S_{21}$ ” puede despejarse utilizando los valores ya conocidos de los otros términos:

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+=0}$$

El parámetro “ $S_{21}$ ”, nos indica la ganancia de voltaje de la red que estamos analizando. Similarmente, el parámetro “ $S_{11}$ ” se puede calcular por la expresión:

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+=0}$$

Para el cálculo del “ $S_{12}$ ” y del “ $S_{22}$ ”, se utilizará el mismo método, pero, colocando la fuente en el puerto 2 y la impedancia característica en el puerto 1. Usualmente, en la industria, se prefiere reportar los parámetros “ $S_{11}$ ” y “ $S_{22}$ ” como “pérdidas de retorno”, mediante el logaritmo de la magnitud de estos. Así, el “ $S_{11}$ ” se utiliza para calcular la “pérdida de retorno en la entrada” (Input Return Loss, en inglés) en decibeles, con la expresión:

$$IRL_{dB} = 20 \log |S_{11}|$$

Mientras que, la magnitud del “ $S_{22}$ ”, se usa para el cálculo de la “pérdida de retorno en la salida” (Output Return Loss, en inglés), por medio de:

$$ORL_{dB} = 20 \log |S_{22}|$$

### 2.1.5 Medición de la potencia promedio en sistemas de radiofrecuencia

Como definición, la potencia en sistemas de radiofrecuencia es la tasa a la cual la energía de un sistema es transferida, transformada o utilizada; esta, usualmente es medida en Watts (Joule/Segundo). Para los circuitos y sistemas que trabajan con señales de alta frecuencia, la medición de la potencia es un factor muy importante para su diseño o desempeño. En un sistema, cada elemento debe recibir una señal con la potencia adecuada para funcionar plenamente; esto, es debido a que, si se recibe una señal con muy alta potencia, puede existir distorsión; por el contrario, si esta es muy baja, puede perderse por el ruido interno.

Para los sistemas que operan a frecuencias bajas, las mediciones del voltaje y la corriente son muy prácticas, de forma que, pueden utilizarse para describir como la energía es transportada a través del circuito; sin embargo, en los sistemas de radiofrecuencia, estos dos parámetros físicos pierden sentido y suele preferirse el utilizar la potencia real promedio para determinar la magnitud de una señal eléctrica. La principal razón de esto es que, el voltaje y la corriente, varían con la posición física en el circuito; por otro lado, la potencia real promedio se mantiene constante independientemente de la posición en la que realicemos la medición. En los sistemas de radiofrecuencia, comúnmente, las cargas son de 50 ohms puramente resistivas, por lo que, la potencia aparente promedio no suele utilizarse; así, para este tipo de análisis, si se tiene una

impedancia totalmente resistiva, la potencia aparente promedio “ $P_{aparente\ promedio\ (VA)}$ ” es igual a la potencia real promedio “ $P_{real\ promedio\ (Watts)}$ ”, de forma que:

$$P_{aparente\ promedio\ (VA)} = P_{real\ promedio\ (Watts)} = V_{RMS} I_{RMS} \cos(0) = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) * i(t) dt$$

En donde, “ $V_{RMS}$ ” e “ $I_{RMS}$ ” son el voltaje y corrientes efectivos respectivamente, mientras que, “ $T$ ” es el periodo de tiempo de la onda y, “ $v(t)$ ” e “ $i(t)$ ” son el voltaje y la corriente instantáneos, respectivamente, para un tiempo “ $t$ ”. En el análisis de sistemas de radiofrecuencia, usualmente, la potencia “ $P$ ” se expresa en decibeles (dB) por medio de la siguiente expresión:

$$P_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{\text{Potencia a medir (Watts)}}{\text{Valor de Potencia de referencia (Watts)}} \right)$$

Otra unidad derivada muy común son los “dBm”, los cuales, son los decibeles cuando se utiliza una potencia de referencia igual a 1mW:

$$P_{dBm} = 10 \log_{10} \left( \frac{\text{Potencia a medir (mWatts)}}{1\ mWatt} \right)$$

### 2.1.6 Dispositivos semiconductores de radiofrecuencia

Los semiconductores son aquellos materiales que tienen propiedades eléctricas que se ubican entre los aislantes y los conductores, de forma que, esta característica se puede aprovechar para modificar su conductividad a voluntad mediante la implementación de otros elementos llamados dopantes o, a través de excitación con suficiente energía que depende del tipo de semiconductor. La selección de los dopantes es un factor crucial en el diseño de circuitos basado en dispositivos semiconductores, en donde estos, pueden aumentar la cantidad de portadores de carga de electrones (dopantes tipo-n) o de huecos (dopantes tipo-p) en el dispositivo a fabricar. Los dispositivos semiconductores utilizados en sistemas de radiofrecuencia suelen llamarse como circuitos integrados de microondas (MIC, por sus siglas en inglés) y usualmente, se dividen en dos tipos principales, el híbrido y el monolítico.

Los de tipo híbrido tienen una apariencia muy parecida a la de un circuito impreso de baja frecuencia; en donde, están conformados de un sustrato dieléctrico para el cual su superficie frontal sirve para colocar los componentes, mientras que, su superficie inferior, puede o no, estar recubierta de metal (plano de tierra). Por otro lado, uno de tipo monolítico tiene una apariencia externa similar a la de un chip para baja frecuencia; sin embargo, consta de un sustrato de un material semiconductor para el cual, su superficie inferior puede actuar como plano de tierra; mientras que, la superficie superior y el propio sustrato en su interior, pueden disponer de todos los elementos del circuito. Tanto en los híbridos como en los monolíticos, las interconexiones entre distintos elementos del dispositivo suelen estar conformadas por líneas planares; o incluso, ciertos elementos pasivos de estos circuitos suelen hacerse a partir de estas.

Una diferencia entre los circuitos integrados híbridos con respecto a los monolíticos es que, en los primeros, los elementos individuales son encapsulados por separado y montados sobre la superficie del circuito mientras que, en los otros, el conjunto total de todo el circuito viene en un solo encapsulado. La frecuencia de operación de los circuitos integrados condiciona fuertemente la elección del material semiconductor utilizado como sustrato; por lo general, es recomendado que

el espesor de este sea menor a la décima parte de la longitud de onda de la señal de frecuencia más elevada a utilizar en el circuito. Para aplicaciones de radiofrecuencia, se prefiere utilizar substratos basados en semiconductores compuestos con alta movilidad de electrones, como el arseniuro de galio (GaAs) o el fosfato de indio (InP), los cuales, están por encima de la del silicio.

## 2.2 Transistores MOSFET tipo p, tipo n y CMOS

En los circuitos integrados de radiofrecuencia, es muy común que se prefiera utilizar transistores de las tecnologías MOSFET y CMOS sobre los bipolares debido al menor espacio que estos abarcan en los dispositivos, así como a las mayores velocidades de conmutación que estos pueden ofrecer. Los MOSFET (o bien, Transistor Metal-Óxido-Semiconductor de Efecto de Campo) están compuestos por un sustrato semiconductor ligeramente dopado y unos posos altamente dopados del tipo contrario al del sustrato, que se conectan con las terminales conocidas como drenaje (Drain) y la fuente (Source); por otro lado, el sustrato entre el drenaje y la fuente se acopla a una terminal llamada compuerta por medio de una capa aislante.

Los dos tipos principales de MOSFET son el de enriquecimiento (E-MOSFET) y el de empobrecimiento (D-MOSFET); el primero, suele ser el más utilizado debido a que su estado inicial (cuando la compuerta está en cero volts) es de circuito abierto, de modo que, facilita mucho su utilización para construir dispositivos CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor, en inglés). Dicho esto, durante este trabajo, abordaremos únicamente el funcionamiento del E-MOSFET, el cual, sólo opera en el modo enriquecimiento y no puede funcionar en modo empobrecimiento como el D-MOSFET; para estos, la diferencia física principal radica en que el E-MOSFET no tiene un canal inducido en su estructura para un voltaje cero sobre la compuerta como para el caso del D-MOSFET [15]. A continuación, se muestra una representación esquemática de un transistor de silicio E-MOSFET de canal tipo-n:

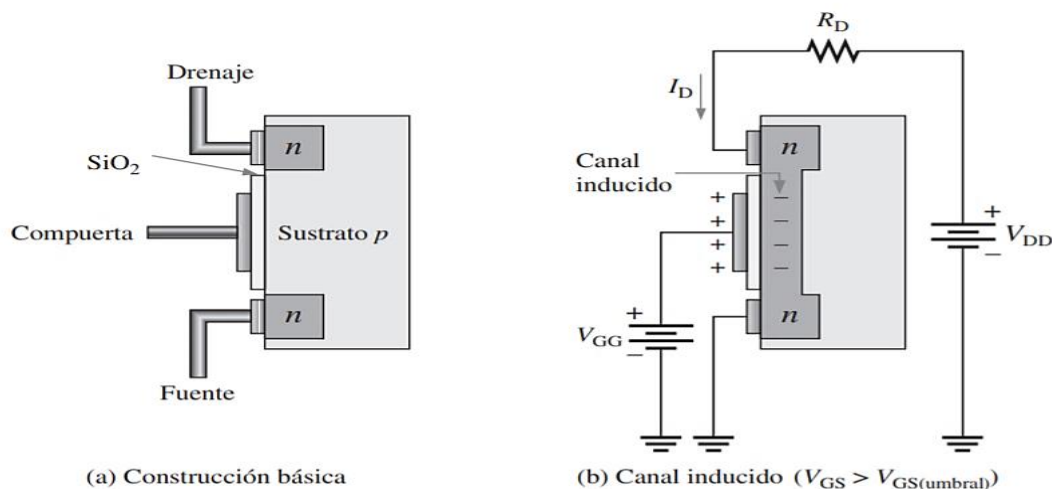


Figura 2.3 - Representación de la construcción y operación de un E-MOSFET básico (canal n).  
 En Dispositivos Electrónicos 8va ed (p.397) por Thomas L. Floyd, 2008, México. Derechos de autor [2008] por Pearson Education Inc.: Prentice Hall.

Para un E-MOSFET de canal tipo-n, al aplicarse en la compuerta un voltaje positivo por encima del voltaje de umbral, se inducirá un canal de cargas negativas (electrones) en la región del sustrato adyacente a la compuerta; el cual, permitirá la circulación de la corriente de electrones desde la fuente hasta el drenaje. La cantidad de los portadores en el canal aumenta exponencialmente con el voltaje aplicado en la compuerta cuando este es mayor que el voltaje de umbral, mientras que, si este está por debajo, no se formará ningún canal en el sustrato. Para los E-MOSFET de canal tipo-p, se contará con un sustrato tipo-n adyacente a la compuerta en conjunto con unos posos tipo-p junto al drenaje y la fuente; así, se formará un canal tipo-p de cargas positivas (huecos) que permitirá la circulación de una corriente de huecos desde el drenaje, hasta la fuente al aplicarse en la compuerta un voltaje negativo inferior al de umbral [15].

Los símbolos que representan a los MOSFET de canal tipo-n y de canal tipo-p se muestran en la tabla 2.1:

	<i>E-MOSFET (sin sustrato)</i>	<i>E-MOSFET</i>	<i>D-MOSFET</i>
<i>Canal tipo-n</i>			
<i>Canal tipo-p</i>			

Tabla 2.1 - Simbología de MOSFETs de enriquecimiento (E-MOSFET) y empobrecimiento (D-MOSFET).

Un dispositivo CMOS (o, MOS Complementario) combina a un E-MOSFET de canal tipo-n con un E-MOSFET de canal tipo-p en un mismo circuito para alguna aplicación específica. Estos dispositivos, suelen operar de una manera más rápida que cualquiera de los dos tipos de transistores MOSFET por separado y, a su vez, requieren menos espacio de construcción de un circuito integrado; de modo que, son ideales para el diseño de dispositivos microelectrónicos complejos [15]. A continuación, se muestra una representación clásica de un inversor que opera utilizando la tecnología CMOS:

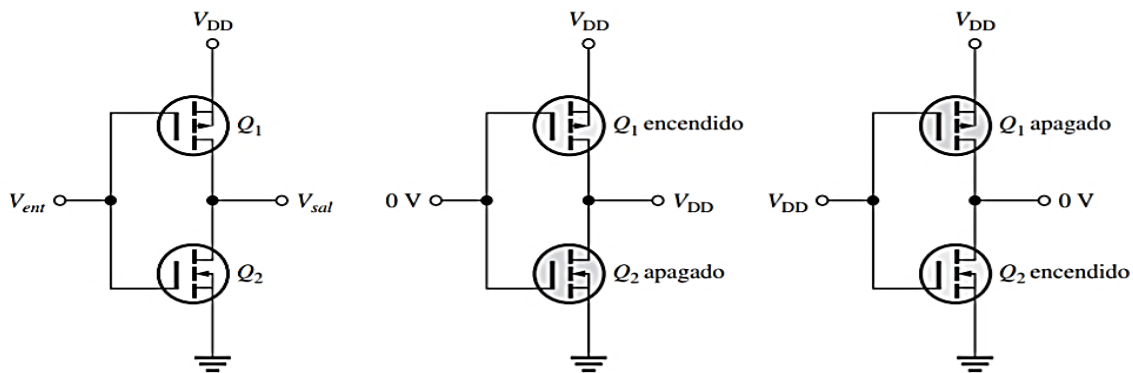


Figura 2.4 - Operación de un inversor CMOS.  
 En Dispositivos Electrónicos 8va Ed (p.464) por Thomas L. Floyd, 2008, México. Derechos de autor [2008] por Pearson Education Inc.: Prentice Hall.

## **2.3 Ruido en los sistemas de radiofrecuencia**

El ruido electrónico es uno de los principales problemas existentes en los sistemas y suele ser causante de muchos tipos de fallas esporádicas durante su operación. En base a la literatura [13], abordaremos los fundamentos sobre esta temática mencionando la teoría más reciente relacionada a las fuentes, regulaciones y problemas del ruido en los sistemas electrónicos. En los tiempos actuales, los productos electrónicos deben de cumplir con ciertos estándares y normas gestionadas en relación con la interferencia que producen o, a los efectos que sufren por esta, lo cual, suele ser regulado por agencias privadas o de gobierno; esto, es obligatorio en la Unión Europea, en Estados Unidos de América y en otros países del mundo.

### **2.3.1 Compatibilidad Electromagnética (EMC)**

A los estándares mencionados, se les conoce como regulaciones de Compatibilidad Electromagnética (o EMC, por sus siglas en inglés) y, aquellos productos que cumplan con ellas garantizarán un funcionamiento adecuado en ambientes perturbados por campos electromagnéticos, es decir, tendrán inmunidad electromagnética. A su vez, estos productos no aportarán nuevas emisiones electromagnéticas al entorno en donde se encuentran operando. Si algún producto en el mercado no cumple con los estándares de EMC, puede que su funcionamiento se vea perturbado por el ambiente donde opera, o, es posible que perturbe a otros dispositivos que operan en el mismo medio; por lo tanto, existe la posibilidad de que se prohíba su venta en el mercado internacional.

### **2.3.2 Interferencia Electromagnética (EMI) y fuentes de ruido**

Para que exista un problema por Interferencia Electromagnética (EMI) en un sistema como resultado del ruido, deben de existir tres elementos principales; los cuales son, la fuente de ruido, el medio por el que se propaga este ruido y el receptor del ruido. De esta manera, si uno de estos elementos es eliminado o mejorado, los problemas por EMI dejarán de existir en el sistema; así, es útil identificar cuál de estos tres elementos es el más económico y sencillo de atacar para resolver los problemas. Comúnmente, las técnicas más viables económica y complejamente suelen ser aquellas que se encargan de suprimir las fuentes de ruido; debido a que, si interrumpimos el ruido generado de la fuente, es posible que más de un dispositivo anteriormente afectado por EMI deje de tener problemas.

El ruido encontrado en los sistemas electrónicos suele provenir de dos fuentes principales: ruido externo a nuestro sistema, llamado como ruido inter-sistema; o, puede proceder desde dentro del mismo, nombrado como ruido intra-sistema. Para un caso o el otro, las fuentes de ruido y sus medios de propagación suelen ser muy diversos, dicho esto, para el caso del ruido inter-sistema, es más sencillo comprender las fuentes y medios de propagación para elaborar una solución; mientras que, para el caso del ruido intra-sistema, suele llevarse un estudio un poco más detallado. Fuentes comunes de ruido externo suelen ser los transmisores de radio, la televisión, los celulares,

las líneas de alta tensión, entre otros; por otro lado, el ruido generado internamente en un sistema electrónico puede relacionarse con la frecuencia de operación, la radiación de los componentes, el retorno de corrientes, el rebote de tierras, etc.

En los sistemas electrónicos, los tipos principales de ruido suelen ser los campos eléctricos, los campos magnéticos, las descargas electrostáticas, los efectos transitorios y las fluctuaciones de la alimentación. Respecto al medio de propagación del ruido, la interferencia puede llegar radiada al sistema, desplazándose por el espacio o por medio de la conducción a través de cables o elementos metálicos. De esta forma, podemos entender que el receptor de ruido consta de los componentes o circuitos que reciben señales indeseadas.

### 2.3.3 Jaula de Faraday

Una jaula de Faraday es un confinamiento compuesto de un material conductor perfecto que envuelve completamente a un volumen dado del espacio, el cual, previene que las ondas electromagnéticas de alta frecuencia salgan o entren a este. De este modo, si dentro o fuera de la jaula existe una fuente emisora de ruido electromagnético de alta frecuencia, esta, bloqueará las señales al exterior o al interior, siempre y cuando, el material conductor se encuentre aterrizado, como se muestra en la figura 2.5.

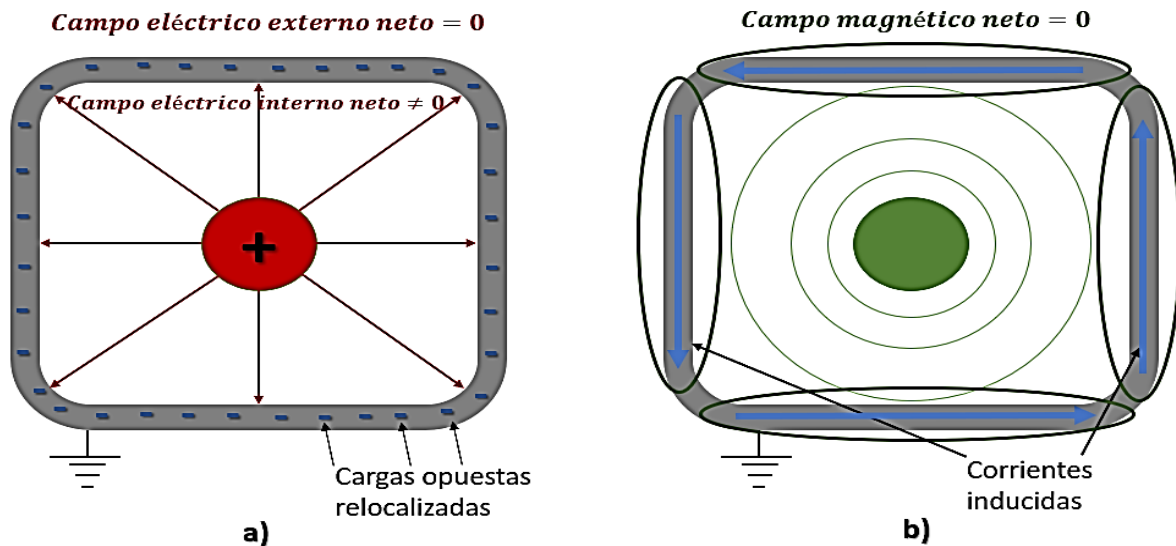


Figura 2.5 – Esquema de una jaula de Faraday.

Figura a), campo eléctrico neto dado a una fuente emisora interna; figura b), campo magnético neto dado a una fuente emisora interna.

Dicho esto, para el campo eléctrico de baja o alta frecuencia emitido por una fuente emisora interna, las cargas en las paredes del material conductor de la jaula se relocalizarán; de forma que, al estar aterrizada, las cargas de la misma polaridad del campo se irán a tierra, dejando al conductor cargado opuestamente al campo emitido. Así, las paredes externas de la jaula emitirán un campo eléctrico de polaridad opuesta al de la fuente interna, y, se cancelarán mutuamente en el exterior.

Por otro lado, si la fuente emisora está fuera de la jaula, el proceso descrito sucederá de la misma manera, solo que, la cancelación del campo será en el interior de la jaula de Faraday.

Ahora, para el campo magnético de alta frecuencia emitido por una fuente interna, por ley de Faraday, se inducirán voltajes en las paredes del conductor que, producirán corrientes que, a su vez, generarán campos magnéticos que se opondrán al emitido por la fuente; de forma que, estos, se cancelarán mutuamente en el interior y exterior de la jaula. Similarmente, si la fuente emisora es externa, el mecanismo mencionado operará de la misma manera, y ocurrirá la cancelación en el interior de la jaula. Sin embargo, para los campos de muy baja frecuencia o constantes, esto no será posible y el campo magnético emitido se escapará o entrará a la jaula de Faraday, dependiendo si la fuente está dentro o fuera de ella, respectivamente [17, 18].

## **2.4 Teoría fundamental de amplificadores**

Los amplificadores son dispositivos encargados de amplificar una señal incidente en su entrada, de forma que, se obtenga la misma señal en la salida, pero, con una amplitud mayor. La mayoría de los amplificadores de radiofrecuencia utilizados en los circuitos integrados de estos tiempos, están conformados por componentes como los Transistores de Hetero-unión Bipolar (HBT, por sus siglas en inglés) de arseniuro de galio (GaAs), los Transistores Metal-Óxido-Semiconductor de Efecto de Campo (MOSFET, por sus siglas en inglés) de silicio, los Transistores Metal-Semiconductor de Efecto de Campo (MESFET, por sus siglas en inglés) de arseniuro de galio (GaAs) y, los Transistores de Alta Movilidad de Electrones (HEMT, por sus siglas en inglés) de arseniuro de galio (GaAs) o, nitruro de galio (GaN) [6]. A pesar de esta gran variedad de tipos, los más utilizados en el campo de la radiofrecuencia suelen ser los MOSFET en conjunto con la tecnología CMOS como se mencionó anteriormente; a su vez, existen distintos tipos de amplificadores dependiendo la aplicación requerida, los más comunes en el campo de la radiofrecuencia son los amplificadores de potencia (Power Amplifier, en inglés) y, los amplificadores de bajo ruido (Low Noise Amplifier, en inglés); este trabajo, se enfocará en profundizar en el estudio de los últimos.

### **2.4.1 Amplificador de bajo ruido (LNA)**

Además de la estabilidad y ganancia, otro parámetro importante para un amplificador de radiofrecuencia es la figura de ruido (Noise Figure, en inglés); característica en la que, destacan y se especializan los amplificadores de bajo ruido (LNA, por sus siglas en inglés). Este tipo de amplificadores, tienen como objetivo amplificar una señal de baja potencia recibida en la entrada degradándola lo mínimo posible con ruido. En aplicaciones de recepción, normalmente, es requerido tener una etapa previa de amplificación con la menor figura de ruido posible; esto, debido a que la primera etapa de un receptor contiene el efecto dominante en el desempeño del ruido sobre todo el sistema [6].

Comúnmente, no es posible obtener la mínima figura de ruido y la ganancia máxima para un amplificador, por lo tanto, se debe de tener cierto equilibrio en su diseño dependiendo la necesidad. Este balance, puede encontrarse utilizando herramientas como los círculos de ganancia constante y de figura de ruido constante para seleccionar una opción viable entre ganancia y figura de ruido [6].

A continuación, se muestra una parte de la estructura general de un receptor que contiene una etapa de amplificación por amplificadores de bajo ruido:

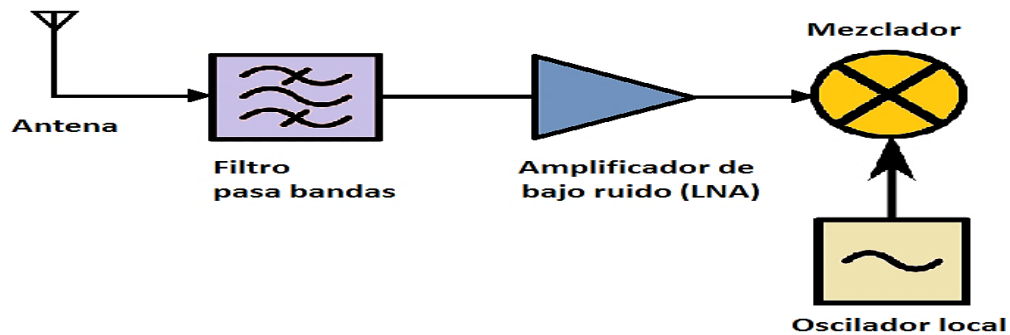


Figura 2.6 - Diagrama de bloques de sección de un receptor.

## 2.4.2 Estructura y topología del circuito de un amplificador de bajo ruido

Uno de los factores críticos de un amplificador de bajo ruido, así como cualquier otro elemento de radiofrecuencia en una línea de transmisión, es el tener una entrada y salida con una impedancia característica (50 ohms). En el caso de la entrada, sirve para obtener un buen acoplamiento entre la antena o algún componente anterior al amplificador como un filtro pasa bandas, para el caso de la salida, su impedancia característica le permite tener un correcto balance con las etapas posteriores del circuito. La impedancia de 50 ohm puede ser obtenida agregando inductancias en serie con el emisor del transistor de entrada para inhibir o degenerar la amplificación del emisor.

A partir de los resultados de las investigaciones en amplificadores de bajo ruido por J. Mendizabal, R. Berenguer y J. Meléndez [14], se mostró un ejemplo de una configuración efectiva de un amplificador de bajo ruido con dos modos de ganancia acoplados con una antena, representado en diagrama de bloques:

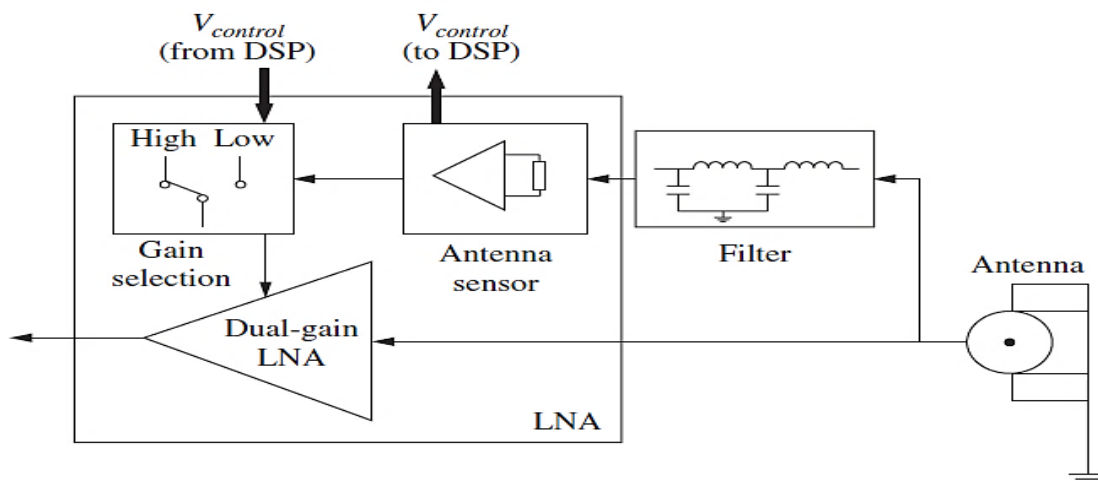


Figura 2.7 – Diagrama a bloques de un ejemplo de amplificador de bajo ruido.

LNA building blocks. En GPS and Galileo. Dual RF Front-End Receiver design, fabrication, and test. (p.64) por J. Mendizabal, R. Berenguer, J. Meléndez, 2009, Estados Unidos. Derechos de autor [2009] por McGraw-Hill.

Profundizando más en la composición de los amplificadores de bajo ruido, en base a varios artículos recientes [3-5], se presentan las tres topologías más comunes basadas en transistores MOSFET y tecnología CMOS para señales menores a los 6 GHz. La primera de estas es conocida como “Amplificador de Cascada con Fuente a Común” y, es la más utilizada; cabe mencionar que, en esta, se tiene una carga inductiva de degeneración en la fuente del MOSFET que está puesta al común (tierra). También, este diseño de amplificador suele llamarse del tipo de cascada telescópico debido a que, el transistor de cascada es del mismo tipo que el de la señal de entrada.

Esta topología, resulta en una alta ganancia debido al incremento de la impedancia de salida, así como, un mejor aislamiento entre los puertos de entrada y salida. A su vez, el transistor de cascada “M2” suprime la capacitancia parásita de Miller del transistor “M1”, incrementando así, el aislamiento en inversa (reverse isolation, en inglés) y mejorando la operación a alta frecuencia del dispositivo. A continuación, se muestra un circuito esquemático de esta topología de amplificador de bajo ruido:

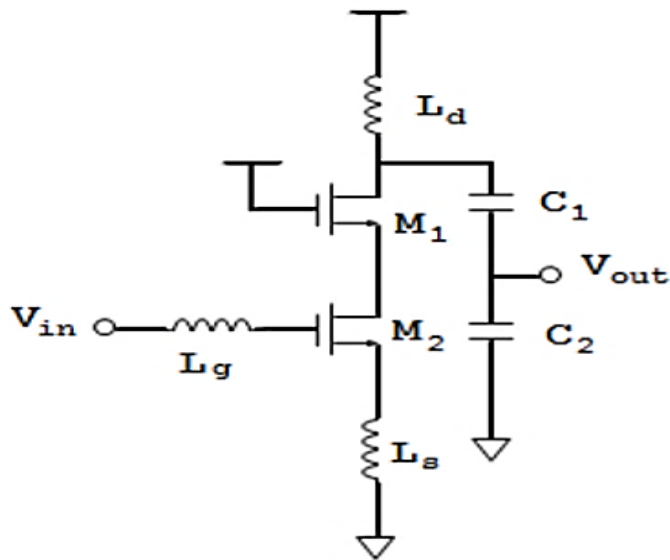


Figura 2.8 - Amplificador de bajo ruido de fuente común en cascada. Cascoded common-source amplifier. En “Comparison of LNA Topologies for WiMAX Applications in a Standard 90-nm CMOS Process”, por Michael Angelo G. Lorenzo y Maria Theresa G. de Leon, 2010.

La segunda topología presentada, es conocida como “Amplificador de Cascada Plegado” y, su principal aplicación, es para circuitos de muy bajo voltaje. Como esta topología utiliza un MOSFET de tipo-p y otro de tipo-n en paralelo entre la fuente de alimentación y tierra, puede operar a voltajes más bajos que la configuración de cascada telescópica mientras que, el MOSFET tipo-p (en la etapa de compuerta a común) reduce la capacitancia parásita de entrada, provee de un buen aislamiento de reversa y mejora la estabilidad. El diagrama para este amplificador es el siguiente:

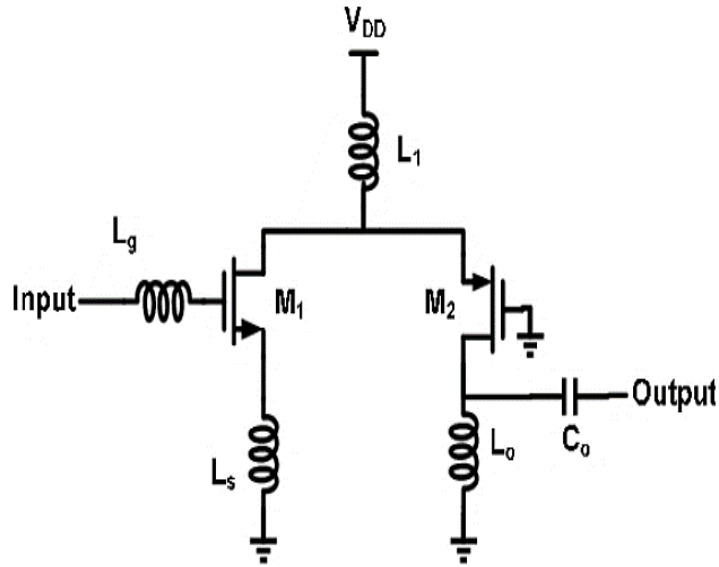


Figura 2.9 Amplificador de bajo ruido convencional del tipo plegado en cascada. Conventional Folded cascode LNA. En “New linearization method for low voltage, low power folded cascode LNAs”, por Mohammad Javad Zavarei, Ehsan Kargaran y Hooman Nabovati, 2012.

La tercera y última topología, es llamada “Amplificador con retroalimentación de Shunt”, y, provee de un buen acoplamiento simultáneo de la entrada y la salida para un gran rango de frecuencia, mientras mantiene una alta linealidad en su funcionamiento. En esta configuración, la retroalimentación está compuesta por una resistencia en serie con un capacitor; los cuales, linealizan la ganancia y aumentan el ancho de banda del amplificador. Un diagrama esquemático de esta topología se presenta en la figura 2.10:

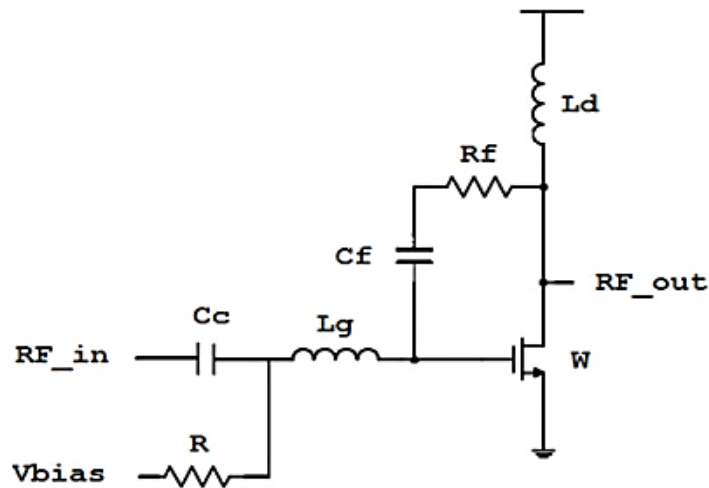


Figura 2.10 - Amplificador de bajo ruido con retroalimentación de Shunt. Shunt feedback amplifier. En “Comparison of LNA Topologies for WiMAX Applications in a Standard 90-nm CMOS Process”, por Michael Angelo G. Lorenzo y Maria Theresa G. de Leon, 2010.

### 2.4.3 Aplicación de los amplificadores de bajo ruido en circuitos integrados de radiofrecuencia

La principal aplicación de los amplificadores de bajo ruido en los circuitos se encuentra en su gran utilidad para amplificar señales débiles recibidas por antenas en los receptores, sin deteriorar así, la relación de señal-ruido. Las configuraciones más comunes son las dos siguientes:

#### 2.4.3.1 Receptor superheterodino

El receptor de tipo superheterodino es uno de los modelos más comunes, como podemos observar en la figura 2.11, esta configuración recibe la señal en su antena; en donde, pasa por un filtro pasa bandas, después, por la etapa del amplificador de bajo ruido y luego, por un filtro de imagen. Lo siguiente, es una primera etapa de conversión decreciente de la frecuencia de la señal pasando por un filtro de selección de canal, luego un amplificador variable y después, una segunda etapa de conversión decreciente para preparar la señal a ser muestreada por el convertidor analógico-digital [19].

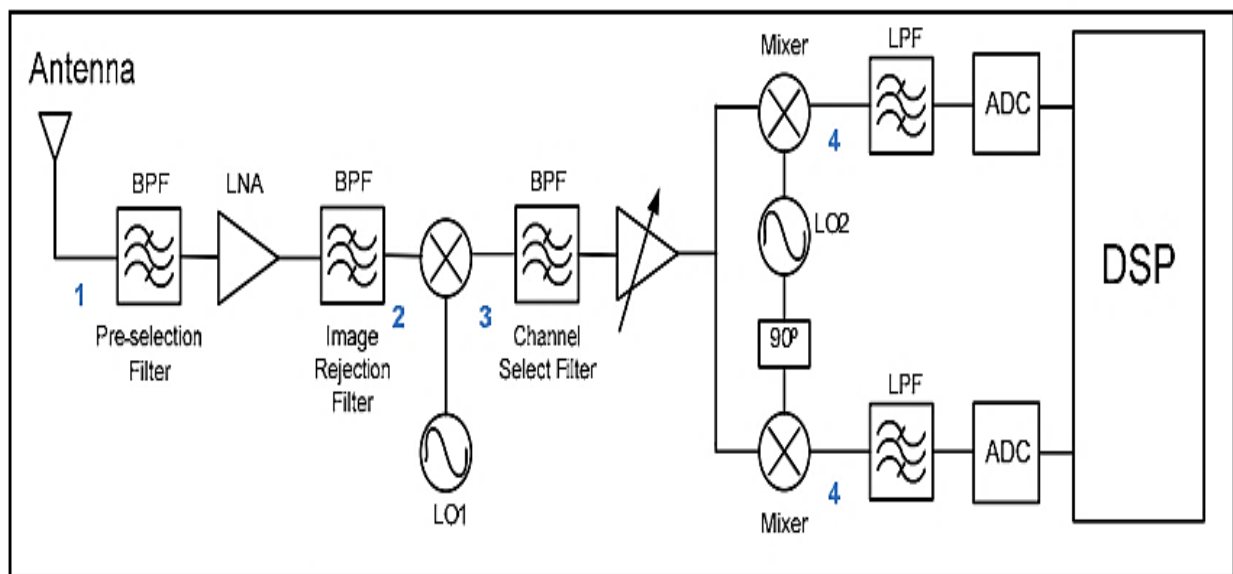


Figura 2.11 - Diagrama de receptor superheterodino.

*Super-heterodyne receiver architecture. En Receiver Front-End Architectures – Analysis and Evaluation, Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies Semiconductor Devices Circuits and Systems, (p.496) por P. Cruz, H. Gomes, N. Carvalho, 2010. Derechos de autor [2010] por IntechOpen, disponible en: <https://www.intechopen.com/books/advanced-microwave-and-millimeter-wave-technologies-semiconductor-devices-circuits-and-systems/receiver-front-end-architectures-analysis-and-evaluation>.*

#### 2.4.3.2 Receptor de muestreo directo de radiofrecuencia

El desempeño en los avances tecnológicos de los convertidores analógico-digital ha permitido digitalizar directamente las señales de radiofrecuencia sin la necesidad de una etapa de conversión a una frecuencia menor. En estos modelos de receptores, es viable que la señal proveniente de la

antena pase por un filtro pasa bandas (RF Filter #1), luego por el amplificador de bajo ruido (LNA), después por un filtro más (RF Filter #2) y, finalmente, directo al convertidor analógico-digital de radiofrecuencia (RF ADC). Esta topología, facilita bastante el diseño debido a que, reduce la dificultad de la configuración y la cantidad de componentes que requiere el circuito [2], como puede observarse en la figura 2.12:

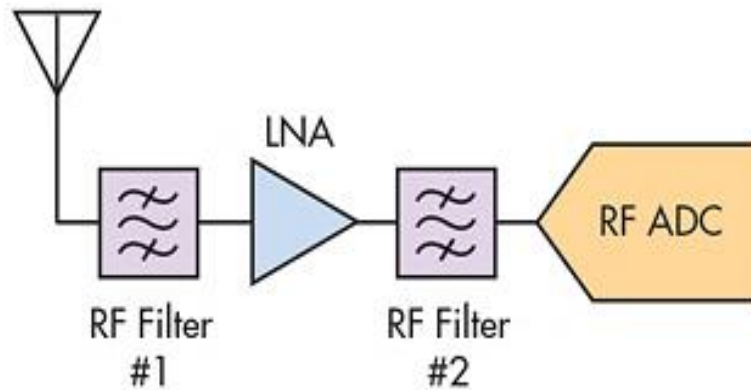


Figura 2.12 - Diagrama de un receptor de muestreo directo de radiofrecuencia. Significantly fewer components are needed when building a receiver with the direct RF-sampling approach. En “The Differences Between Receiver Types, Part 2”, por Chris DeMartino, 2016. Recuperado de: <http://www.mwrf.com/active-components/differences-between-receiver-types-part-2>

## 2.5 Instrumentos de medición de radiofrecuencia

Para obtener mediciones de señales y características de las redes en los sistemas de radiofrecuencia, se suele utilizar el medidor de potencia, el analizador de espectro o, el analizador de redes vectorial según la información que necesitemos. A continuación, se describe el funcionamiento de estos, basándonos en lo expuesto en el reciente artículo “RF Measurement Concepts” [20].

### 2.5.1 Medidor de potencia (Power Meter)

El medidor de potencia (Power Meter, en inglés), usualmente, es el más barato de los instrumentos de medición de sistemas de radiofrecuencia debido a que, mide únicamente la amplitud de la potencia de la señal de radiofrecuencia (ya sea la transmitida o la reflejada); aunado a esto, también puede ser útil para obtener la magnitud de los parámetros-S de una red. Su principio de funcionamiento se basa en la conversión de la potencia de la señal de entrada de radiofrecuencia a un voltaje de corriente directa proporcional. Para conseguir esta conversión, existen tres métodos comunes, el de rectificador por diodo Schottky, el de medición de los efectos térmicos de la señal de radiofrecuencia y el de mezclador de dos señales.

### **2.5.2 Analizador de espectro (Spectrum Analyzer)**

El analizador de espectro es probablemente el instrumento más utilizado en el análisis y medición de sistemas de radiofrecuencia. Su principio de operación es similar al de un dispositivo receptor superheterodino, excepto por los requerimientos de selección de funciones y medición de parámetros. Este instrumento, ejecuta automáticamente un barrido de frecuencia sobre un rango deseado, para después, mostrar la señal captada en la entrada sobre un plano de amplitud de potencia con respecto a la frecuencia correspondiente. Usualmente, los analizadores de espectro actuales pueden ser controlados de forma remota y el microprocesador que contienen, permite una calibración o ajuste rápido del instrumento mientras proporciona una lectura con un tratamiento confiable de los valores medidos.

En general, los analizadores de espectro se dividen en dos tipos, en los analizadores de espectro escalares (SAS, por sus siglas en inglés), y, en los analizadores de espectro vectoriales (VSA, por sus siglas en inglés). La diferencia entre estos es que, el primero, solo muestra información de la amplitud de la señal entrante, mientras que el segundo, provee de la fase también. Para mediciones con requerimientos exigentes, suele darse preferencia a los VSAs, los cuales, toman la señal medida con respecto al tiempo y la transforman al dominio de la frecuencia por medio de la transformada rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés).

### **2.5.3 Analizador de redes vectorial (Vector Network Analyzer)**

El analizador de redes vectorial (VNA, por sus siglas en inglés), es un instrumento de medición de radiofrecuencia que se utiliza para caracterizar redes y componentes. Este, es capaz de medir la magnitud y la fase de los parámetros-S complejos. Existen distintas configuraciones de hardware disponibles para este instrumento, como la de reflectómetros de seis puertos, los de tipo superheterodino o, los que utilizan ciertos métodos de puentes de radiofrecuencia.

El VNA más común, es el de tipo superheterodino; el cual, contiene un generador de radiofrecuencia que se encarga de producir la señal que estimulará al dispositivo a prueba. En donde, la señal de salida del dispositivo a medir, pasa por una etapa de conversión descendente de frecuencia mediante un mezclador (Mixer, en inglés) y, un oscilador local (LO, por sus siglas en inglés), de modo que, la señal de radiofrecuencia se convierte a una de frecuencia intermedia (IF, por sus siglas en inglés) que será digitalizada por un convertidor analógico-digital.

Después de esto, la señal será tratada por un procesamiento digital de señales para ajustar el ancho de banda observable en un amplio rango, mientras que, es convertida del dominio del tiempo al de la frecuencia conservando su naturaleza vectorial, con fase y magnitud. A pesar de que, el análisis completo de una red de “n” puertos puede realizarse con un VNA de dos puertos, es común que los actuales sean de cuatro debido a que, permiten medir dispositivos complejos de forma sencilla sin la necesidad de intercambiar cables.

## 2.6 Parámetros importantes que medir en un amplificador de bajo ruido

El comportamiento de los dispositivos que contienen amplificadores de bajo ruido al ser sometidos a pruebas de radiofrecuencia ha sido analizado principalmente desde el punto de vista teórico a nivel laboratorio mediante condiciones controladas; sin embargo, a nivel de producción en masa, sigue siendo un tema que afecta a muchas compañías que se encargan de la venta de dispositivos semiconductores de este tipo. La principal diferencia entre la evaluación en laboratorio y producción es que, en esta última, existen muchas más variables que afectan el desempeño de la prueba y la confiabilidad de las mediciones a realizar; por lo que, muchas deficiencias de los equipos de prueba salen a la luz en el ambiente de producción con el constante uso y exposición de estos. A pesar de que, no se encuentran muchos estudios detallados sobre el comportamiento de los equipos de prueba y, el deterioro de las mediciones en un ambiente de manufactura, se puede extrapolar la teoría obtenida de la experimentación en los laboratorios como una guía general para resolver problemas.

Como se ha mencionado, la tarea principal de los amplificadores de bajo ruido es amplificar señales de muy baja potencia captadas por la antena del receptor y, suelen ubicarse justo después del filtro pasa bandas que se encuentra adyacente a la antena. De modo que, en base a la información de artículos recientes [3-5], se determinó que, los parámetros a medir más importantes en un amplificador de bajo ruido a parte de los ya mencionados parámetros-S, como el  $S_{11}$  y el  $S_{22}$ , o bien, sus equivalentes pérdidas de retorno, suelen ser la ganancia, figura de ruido y linealidad; los cuales, serán descritos a continuación.

### 2.6.1 Ganancia (Gain)

En el campo de la radiofrecuencia y la electrónica, existen diferentes definiciones para la ganancia; pero, todas ellas convergen en que es la razón entre dos cantidades, en donde, normalmente se compara un voltaje, corriente o potencia de salida con respecto a la entrada; así, el valor de esta razón es denominado la ganancia del circuito. Las definiciones de ganancia más comunes para un amplificador de radiofrecuencia son las siguientes y se utilizan dependiendo las necesidades del circuito a medir:

- Ganancia de transductor “ $G_t$ ”: Es la definición más fundamental de ganancia de potencia para un amplificador y, es la razón de la potencia recibida por la carga “ $P_L$ ”, respecto a la potencia disponible por el generador “ $P_{A,G}$ ”:  $G_t = \frac{P_L}{P_{A,G}}$
- Ganancia de operación “ $G_p$ ”: Es la potencia recibida por la carga “ $P_L$ ”, respecto a la potencia recibida por el amplificador “ $P_{in}$ ”:  $G_p = \frac{P_L}{P_{in}}$

La ganancia y otras mediciones en el estudio de la radiofrecuencia suelen expresarse en decibeles para un manejo más práctico de las operaciones; de forma que, la ganancia en estas unidades se calcula como:  $G_{p-dB} = 10 \log(G_p)$ , [21]. Comúnmente, se utiliza el parámetro  $S_{21}$  al cuadrado ( $S_{21}^2$ ) para identificar a la “ganancia de potencia” de operación de un amplificador, la cual, es la que utilizaremos para este trabajo.

### 2.6.1.1 Medición de la ganancia

Existen distintos métodos para medir la ganancia de cualquier amplificador, en esta sección, se discutirán los métodos más comunes utilizando los instrumentos de medición de radiofrecuencia presentados anteriormente.

#### 2.6.1.1.1 Medición de la ganancia con medidor de potencia

El fabricante de instrumentos de medición Keysight, ha presentado recientemente un ejemplo sencillo de una configuración para medir la ganancia de un amplificador, utilizando dos medidores de potencia y dos acopladores en uno de sus libros de aplicación publicados [22]; esta preparación, se muestra en la figura 2.13:

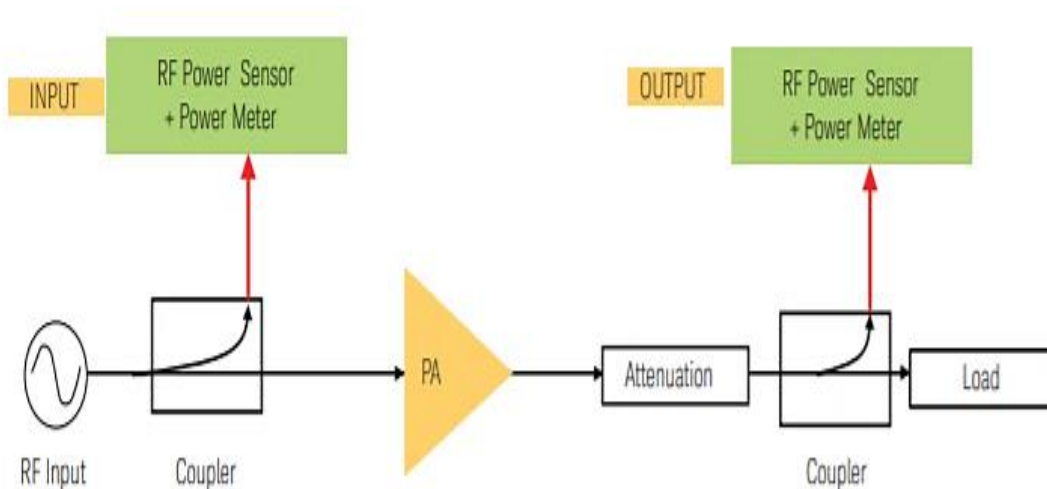


Figura 2.13 - Medición de la ganancia de un amplificador con un medidor de potencia. Gain and P1dB test. En “Educational Overview of RF Power Measurement and Applications”, por Keysight Technologies, 2017. Derechos de autor [2017] por Keysight Technologies. Recuperado de: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5992-1683EN.pdf>

Para esta configuración, podemos observar que, se introduce un acoplador direccional en la línea de transmisión antes de la entrada y después de la salida del amplificador; usualmente, se coloca un atenuador en la salida para evitar que la señal amplificada dañe el instrumento de medición. Así, se coloca un sensor de potencia junto con su respectivo medidor de potencia en la salida de cada acoplador, de modo que, será posible medir la potencia que entra y sale del amplificador para calcular la ganancia. Es importante tener en cuenta que, antes de realizar la medición, se deben calibrar las pérdidas del instrumento y, de las líneas de transmisión asociadas a su conexión, de tal suerte que estas sean absorbidas por el cálculo final [22].

#### 2.6.1.1.2 Medición de la ganancia con analizador de espectro

El autor Thomas Rottach de la compañía RIGOL Technologies EU GmbH, publicó un artículo reciente [23]; en donde, explica un modo sencillo de medir la ganancia de un amplificador utilizando un analizador de espectro como en la configuración mostrada en la figura 2.14:

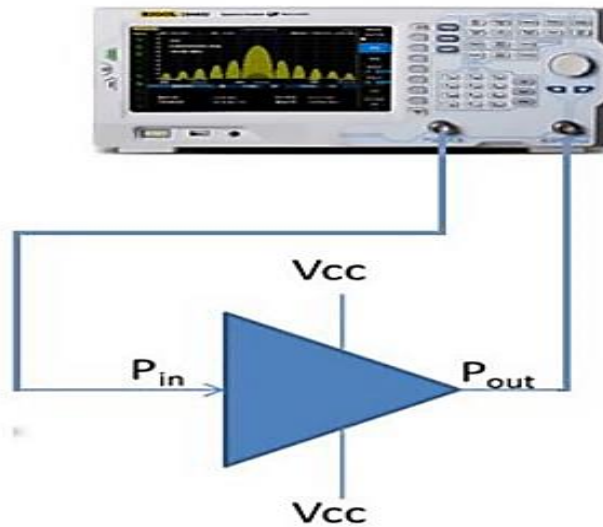


Figura 2.14 - Medición de la ganancia con un analizador de espectro. Setup for testing an amplifier gain. En “RF Amplifier Module Test Setup”, por Thomas Rottach, RIGOL Technologies EU GmbH, 2015. Derechos de autor [2015] por RIGOL Technologies EU GmbH. Recuperado de: <http://www.newelectronics.co.uk/article-images/85934/RF%20Amplifier%20Module%20Test%20Setup.pdf>.

Como puede observarse, la señal de radiofrecuencia de entrada al amplificador proviene desde un generador integrado en el analizador de espectro, de modo que, la señal de salida del amplificador es medida con el puerto de entrada del analizador. El autor, recomienda como primer paso la normalización de las pérdidas de los componentes conectados en la línea de transmisión y, del propio analizador, antes de la medición del amplificador; esto, se hace conectando la salida del generador integrado al puerto de entrada del analizador mediante la línea de transmisión a utilizar durante las mediciones, una vez conectados, se utiliza el comando de normalización del instrumento para ajustar el espectro de densidad de potencia de la señal en 0 decibeles como referencia.

Después de realizar este procedimiento, se introduce el amplificador en la línea y se mide su salida, el analizador de espectro desplegará una gráfica de densidad de potencia a lo largo del eje de la frecuencia; sin embargo, mediante los comandos que este contiene, será posible obtener la potencia de salida y la ganancia para un ancho de banda deseado [23].

### 2.6.1.1.3 Medición de la ganancia con analizador de redes vectorial

Similarmente a las configuraciones anteriores, en la literatura relacionada a mediciones con un VNA [24], se presenta una configuración para medir la ganancia conectando el amplificador con el instrumento como se muestra en la figura 2.15:

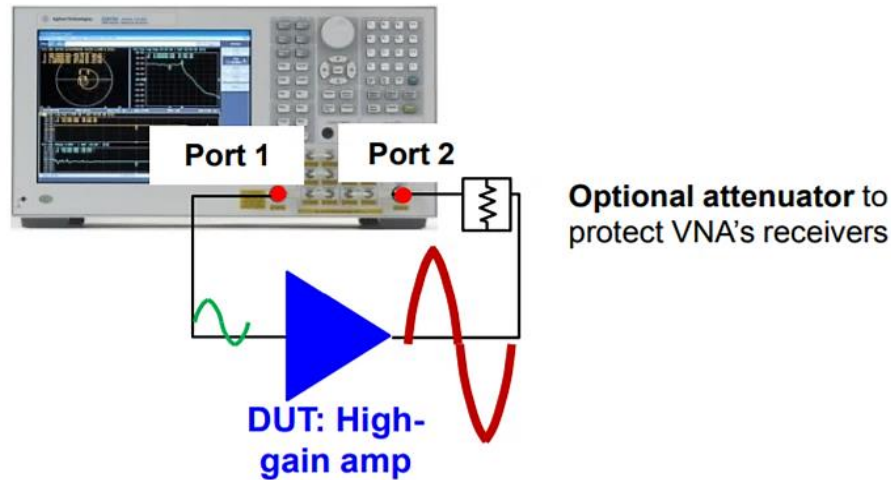


Figura 2.15 - Medición de la ganancia de un amplificador con VNA. Amplifier Test – S- parameters. En “Basics of RF Amplifier Test with the Vector Network Analyzer (VNA)”, por Taku Hirato, Agilent Technologies, 2012. Derechos de autor [2012] por Agilent Technologies. Recuperado de: [https://www.keysight.com/upload/cmc\\_upload/All/Basics\\_of\\_RF\\_Amplifier\\_Test\\_with\\_VNA\\_pdf.pdf](https://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/Basics_of_RF_Amplifier_Test_with_VNA_pdf.pdf)

Esta configuración, es muy similar a la del analizador de espectro, pero, la diferencia radica en que el VNA utiliza los parámetros-S para determinar la ganancia del dispositivo. Con este instrumento, también comenzamos con la calibración de las pérdidas de los componentes para normalizar la salida; en donde, un generador integrado en el VNA provee de la señal de entrada a aplicar al puerto 1 del dispositivo a prueba, mientras que, se coloca un atenuador antes del puerto 2 del VNA para proteger al instrumento. Una vez calibradas las pérdidas, se introduce el amplificador en el circuito y se calculan sus parámetros-S, en donde, el  $S_{21}$  será el que se utilice como referencia para calcular la ganancia de potencia del dispositivo [24].

## 2.6.2 Figura de ruido (Noise figure)

De acuerdo con la literatura [6], la figura de ruido (NF, por sus siglas en inglés) es la medida de la degradación de la relación señal-ruido entre la entrada y salida de un componente; en donde, la relación señal-ruido (SNR, por sus siglas en inglés) es la razón entre la potencia de la señal deseada y la potencia del ruido no deseado. En otras palabras, si una señal entra en un amplificador, tanto esta como el ruido del circuito, serán amplificadas con el mismo factor dejando la relación señal-ruido intacta; sin embargo, si el amplificador agrega ruido a la señal, esta relación se reducirá (empeorará). El cálculo de la figura de ruido “NF”, se efectúa a partir de aplicar el logaritmo al factor de ruido “F”, por medio de las siguientes expresiones:

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{\frac{S_{in}}{N_{in}}}{\frac{S_{out}}{N_{out}}} \geq 1$$

$$NF = 10 \log(F)$$

En donde, “NF” es la figura de ruido, “ $SNR_{in}$ ” y “ $SNR_{out}$ ”, son la relación señal-ruido de entrada y salida, “ $S_{in}$ ” y “ $S_{out}$ ”, la potencia de la señal de entrada y salida, “ $N_{in}$ ” y “ $N_{out}$ ”, la potencia de ruido de entrada y salida, respectivamente [6]. Nótese que, necesitaremos el valor de la ganancia del amplificador para medir y calcular la figura de ruido del dispositivo, por lo que, este valor influye fuertemente en las mediciones obtenidas.

### 2.6.2.1 Medición de la figura de ruido

Existen varias maneras de medir la figura de ruido en un sistema de radiofrecuencia, sin embargo, la técnica más utilizada está basada en el uso del analizador de espectro con una fuente de ruido.

#### 2.6.2.1.1 Medición de la figura de ruido con analizador de espectro

El método más común para medir la figura de ruido de un amplificador es mediante el cálculo del factor “Y”, como se presenta en la literatura [25], en donde, se recomienda la configuración de la figura 2.16:

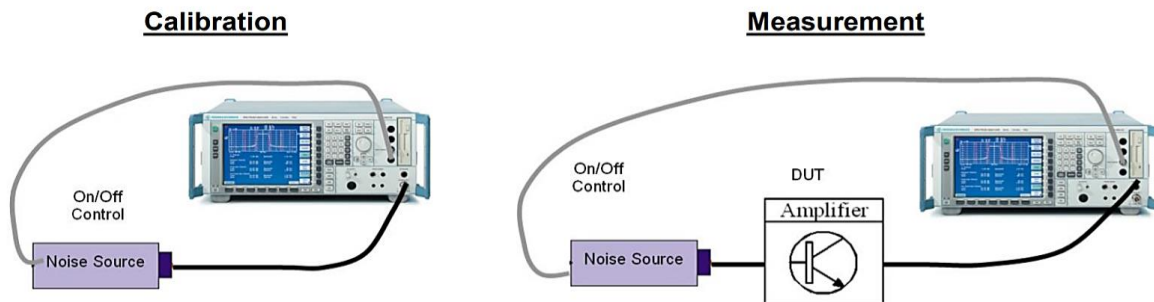


Figura 2.16 - Medición de la figura de ruido con analizador de espectro. Connection diagram for the calibration step and the measurement of the DUT's noise figure. En “The Y Factor Technique for Noise Figure Measurements Application Note”, por Mike Leffel, Rick Daniel, Rohde & Schwarz, 2018. Derechos de autor [2018] por Rohde & Schwarz. Recuperado de: [https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl\\_downloads/dl\\_application/application\\_notes/1ma178/1MA178\\_3e\\_NoiseFigure.pdf](https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma178/1MA178_3e_NoiseFigure.pdf)

Este método, se basa en tres pasos; el primero, es el paso de calibración y se utiliza para calcular la figura de ruido de la fuente de ruido y del analizador de espectro cuando solo ellos se encuentran conectados en la línea de transmisión. Para este cálculo, se utiliza un valor llamado “Razón de Exceso de Ruido (ENR)” de la fuente de ruido, el cual, está caracterizado por el fabricante; de modo que, se mide la potencia de ruido con el analizador cuando la fuente de ruido está encendida y cuando está apagada; así, esto nos permite calcular el factor “Y” como el cociente de la potencia de los dos casos. Una vez obtenido “Y”, es posible calcular la figura de ruido del analizador de espectro.

El segundo paso, es el de medición y, en este, se conecta el amplificador a la línea de transmisión. Para este caso, también se enciende y apaga la fuente de ruido para medir la potencia total de ruido con el analizador de espectro en ambas ocasiones. De esta forma, se obtiene un nuevo factor “Y” con el cual, calcularemos la figura de ruido de todos los componentes.

Finalmente, la última etapa, es el cálculo de los valores; para esta, únicamente se procede a hacer cálculos con los datos obtenidos en los pasos anteriores. Durante esta fase, se obtiene primeramente la ganancia del amplificador por medio de una relación entre las potencias de la figura de ruido de los casos anteriores, y luego, a partir de este dato, conseguimos la temperatura de ruido equivalente del dispositivo para calcular la figura de ruido del amplificador [25].

El procedimiento descrito para medir la figura de ruido suele ser muy largo y tedioso de ejecutar manualmente; por esto, la mayoría de los analizadores de espectro modernos tienen la función de calcular la figura de ruido siguiendo este método en forma automática sin que el usuario tenga que ejecutar cálculos. También, algunos analizadores de redes vectoriales son capaces de medir la figura de ruido con el método anterior [25].

### 2.6.3 Linealidad y medición del punto de intercepción de tercer orden

La linealidad, es un parámetro clave para un amplificador de bajo ruido debido a que, este, debe ser capaz de mantener una operación lineal en la presencia de la señal recibida, es decir, agregar la mínima distorsión cuando esta, sale del dispositivo. A partir de la literatura [23], comprendemos que, al introducir una señal puramente senoidal con una frecuencia “ $f$ ” a un amplificador, será posible observar que la señal de salida no es puramente senoidal; esto, al analizarse en el dominio de la frecuencia, corresponderá a que la señal tiene distintos tonos “ $2f$ ”, “ $3f$ ”, entre otros, de la señal entrante. Para estos casos, los tonos pueden eliminarse fácilmente mediante un filtro pasa bandas con un ancho de banda que no abarque la frecuencia de “ $2f$ ” en adelante.

Por otro lado, si en vez de una sola señal de entrada, tenemos dos señales con frecuencias “ $f_1$ ” y “ $f_2$ ”, comúnmente separadas por un ancho de banda de entre 1MHz a 10 MHz; a parte de los tonos mencionados para cada frecuencia, tendremos productos de intermodulación. Para los casos de los tonos de las frecuencias “ $f_1$ ” o “ $f_2$ ”, y, para los productos de intermodulación de segundo orden, será posible eliminarlos de nuevo por medio de un filtro pasa bandas; sin embargo, los productos de intermodulación de tercer orden ( $2f_1 - f_2$ ) y ( $2f_2 - f_1$ ), estarán muy cercanos a las frecuencias principales y no podrán ser eliminados con el filtro anterior. Por consiguiente, como estos productos provocan disturbios en la señal de salida, debemos medirlos por medio de algún método.

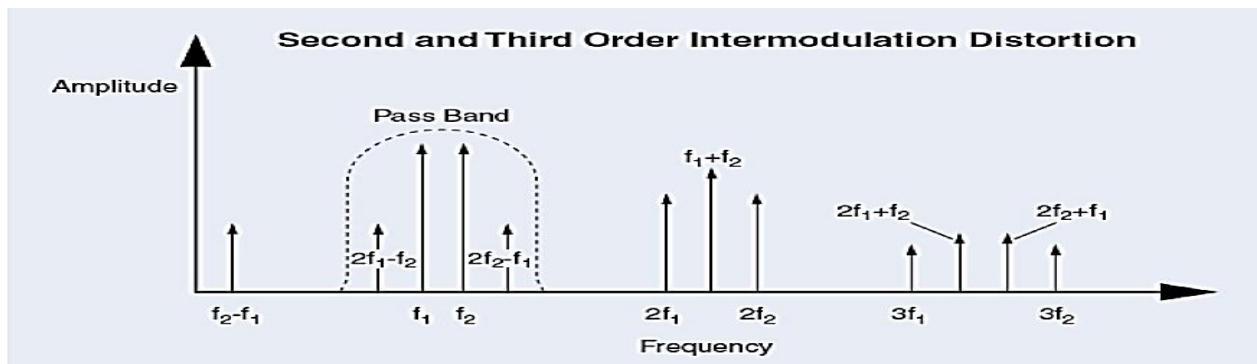


Figura 2.17 - Productos de intermodulación de segundo y tercer orden.

Second and third order distortion and harmonics. En “RF Amplifier Module Test Setup”, por Thomas Rottach, RIGOL Technologies EU GmbH, 2015. Derechos de autor [2015] por RIGOL Technologies EU GmbH. Recuperado de: <http://www.newelectronics.co.uk/article-images/85934/RF%20Amplifier%20Module%20Test%20Setup.pdf>.

La forma más común de medir la linealidad y los productos de intermodulación, es utilizando la técnica del punto de intercepción de tercer orden (IP3, por sus siglas en inglés), la cual, suele realizarse mediante la extrapolación gráfica de la potencia de salida del producto de tercer orden de frecuencia ( $2f_1 - f_2$ ) o ( $2f_2 - f_1$ ), comparándola, con la potencia de salida del ancho de banda que comprende las frecuencias " $f_1$ " y " $f_2$ ". Este hipotético punto de intercepción nunca es alcanzable debido a que, el amplificador, se satura a cierto nivel de potencia de entrada limitando su potencia de salida; sin embargo, aun así, es medido con el objetivo de definir si la linealidad del dispositivo es aceptable [23].

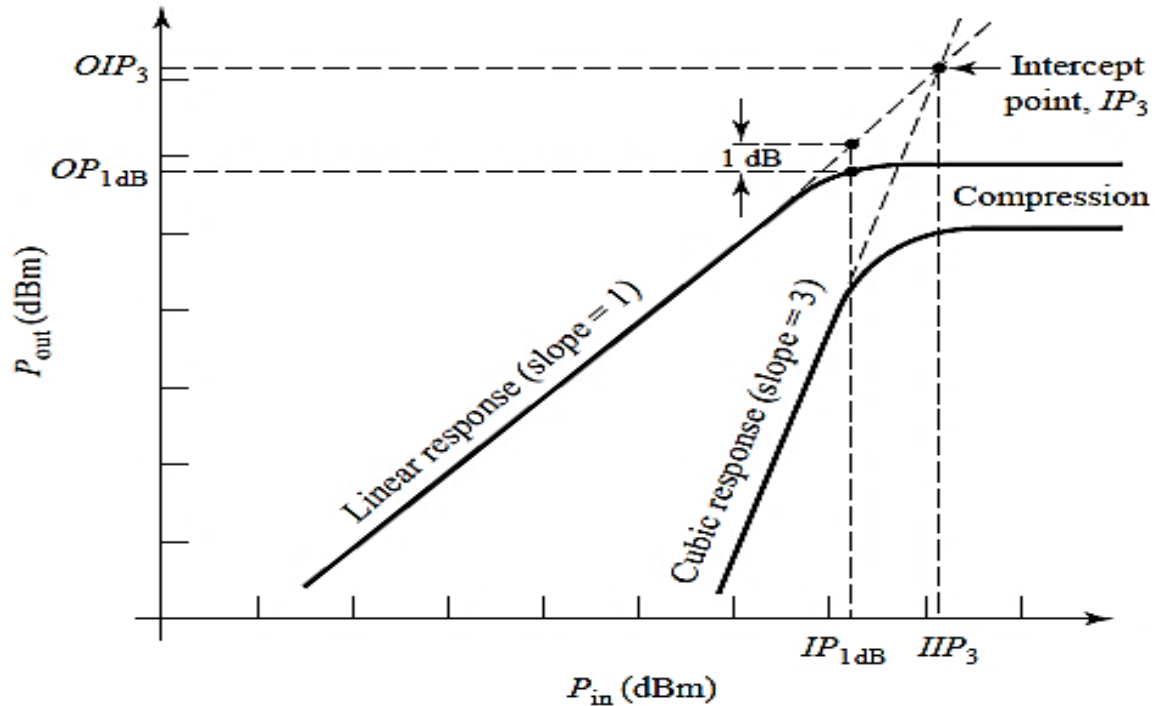


Figura 2.18 - Gráfica del punto de intercepción de tercer orden.

Third-order intercept diagram for a nonlinear component. En *Microwave Engineering 4th ed.* (p.515) por David M. Pozar, 2012, Estados Unidos. Derechos de autor [2012] por John Wiley & Sons, Inc.

Durante la medición del IP3, entre más alto sea el valor de la potencia de entrada (IIP3, por sus siglas en inglés) o, la potencia de salida (OIP3, por sus siglas en inglés), en donde se intersecan ambas rectas, mejor será la linealidad del amplificador. Para evaluar esta medición, se suelen combinar las potencias de las dos señales de entrada utilizando dos dispositivos que las generen (dos generadores de radiofrecuencia, por ejemplo) y, un elemento que se encargue de combinarlas (Combiner, en inglés).

Así, la potencia combinada de estas dos señales se introduce en la entrada del amplificador a probar y, la salida, se mide con un analizador de espectro o con un analizador de redes vectorial; de forma que, al aumentar la potencia de entrada de las señales, observaremos como resultado un aumento proporcional de la potencia en la señal de salida principal que abarca el ancho de banda, sin embargo, los productos de intermodulación de tercer orden aumentarán en mayor magnitud debido a esto. Como regla básica, se dice que, para un amplificador muy lineal, por cada decibel que

aumentemos en la potencia de entrada, la potencia de la señal principal de salida también aumentará un decibel mientras que, los productos de intermodulación de tercer orden, se incrementarán en tres decibeles.

### 2.6.3.1 Medición del punto de intercepción de tercer orden

Para realizar la medición del punto de intercepción de tercer orden, suele utilizarse una configuración mediante un analizador de espectro, sin embargo, también es posible obtener este parámetro mediante un analizador de redes vectorial.

#### 2.6.3.1.1 Medición del IP3 con analizador de espectro

Tomando como referencia lo expuesto en el artículo publicado por Thomas Rottach [23], se dice que, la técnica para medir el IP3, comienza con aplicar dos señales senoidales de la misma amplitud con frecuencias separadas en 1MHz a 10MHz mediante dos generadores de radiofrecuencia. En donde, estas se unen en un combinador de potencia para después, ser insertadas como potencia de entrada del amplificador. Por último, la salida del amplificador se conecta al analizador de espectro para graficar la distribución de la densidad de potencia sobre el espectro de frecuencia; a continuación, se muestra una configuración clásica para este caso en la figura 2.19:

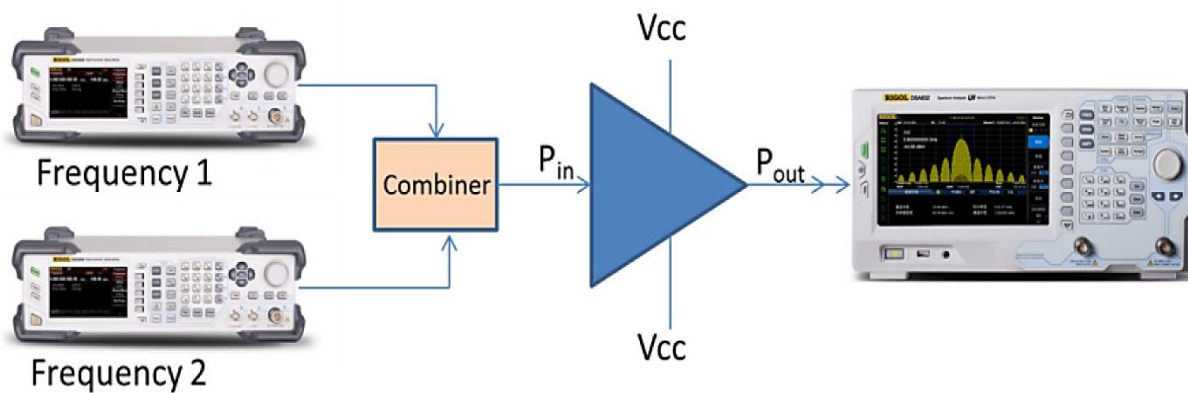


Figura 2.19 - Medición del IP3 con analizador de espectro.

Third order inter-modulation (TOI) test using two RF sources, a combiner, and a spectrum analyzer. En "RF Amplifier Module Test Setup", por Thomas Rottach, RIGOL Technologies EU GmbH, 2015. Derechos de autor [2015] por RIGOL Technologies EU GmbH. Recuperado de: <http://www.newelectronics.co.uk/article-images/85934/RF%20Amplifier%20Module%20Test%20Setup.pdf>.

En esta configuración, la pantalla del analizador de espectro mostrará las espigas de potencia en las dos frecuencias de la señal principal junto con los productos de intermodulación; así, para esta prueba, se incrementa la potencia de los generadores por igual y se observa el cambio del incremento de la potencia de salida de la señal principal con respecto a los productos de tercer orden. Para determinar el punto inalcanzable "IP3", existen dos posibilidades; la primera, es utilizar la extrapolación de la gráfica de la potencia de salida en función de la potencia de entrada

por medio de la pendiente de incremento hasta que, teóricamente, estas se toquen y, anotar a que valor de potencia de salida o entrada corresponde ese punto; y la segunda, es medir la potencia del ancho de banda que abarca la señal principal de frecuencias “ $f_1$ ” y “ $f_2$ ”, junto con los productos de intermodulación de tercer orden, para así, obtener el cálculo del punto teórico a partir de estos datos mediante el algoritmo del analizador de espectro [23].

### 2.6.3.1.2 Medición del IP3 con analizador de redes vectorial

Dado a que, los analizadores de redes vectoriales se han vuelto instrumentos muy completos con el tiempo, los modelos recientes han incluido otros aditamentos a parte de los componentes esenciales para medir los parámetros-S. Entre estos, se encuentran generadores de radiofrecuencia, combinadores y circuitos para hacer barridos de frecuencia como los analizadores de espectro; lo cual, provee a los VNA de la capacidad para realizar distintos tipos de mediciones, y entre estas, se encuentra la medición del IP3.

Basándonos en lo presentado en el reciente libro de aplicación técnica publicado por la compañía Anritsu [26], es posible observar que, los nuevos modelos de analizadores de redes vectoriales son capaces de tener dos generadores de radiofrecuencia internos en conjunto con un combinador, para brindar una señal de dos tonos en un puerto de salida, con la que, podemos alimentar un amplificador para medir el IP3. Para estos instrumentos, la salida del amplificador se introduce en otro puerto de entrada del VNA con el motivo de analizar el comportamiento de los productos de intermodulación de tercer orden, con respecto, a la señal principal en función del aumento de la potencia de entrada. Así, este equipo es capaz de presentarnos en una pantalla la densidad de potencia distribuida a lo largo del espectro de frecuencia como los analizadores de espectro, de modo que, el cálculo del IP3 suele realizarse de la misma forma que estos.

A continuación, se muestra un diagrama de bloques del VNA con dos generadores y un combinador interno para medir el IP3 de un amplificador en la figura 2.20:

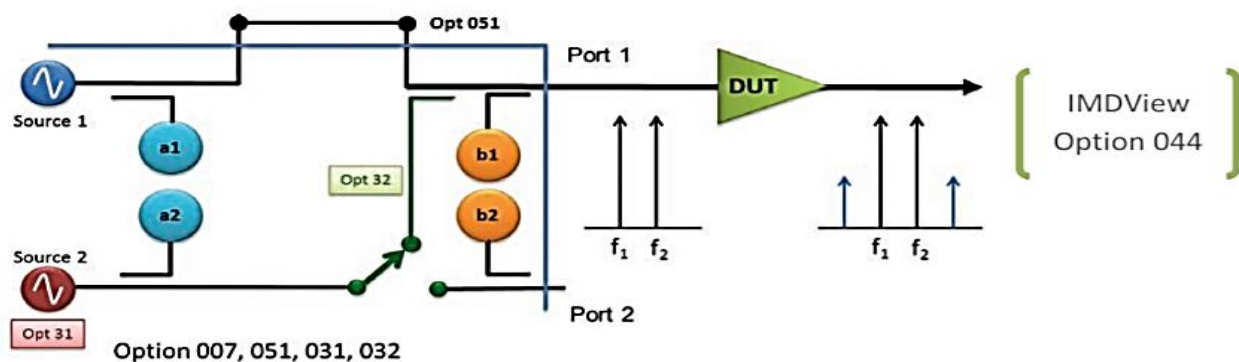


Figura 2.20 - Medición del IP3 con un VNA.

Block diagram of the three primary options used during IMD measurements. En “IMD Measurements with IMDView – MS4640B Series Vector Network Analyzer”, por Anritsu Company, 2015. Derechos de autor [2015] por Anritsu Company. Recuperado de: <https://dl.cdn-anritsu.com/en-us/test-measurement/files/Application-Notes/Application-Note/11410-00859B.pdf>

## 2.7 Presentación y empaquetado de los dispositivos semiconductores de radiofrecuencia

Los circuitos integrados en general y, entre estos, los que contienen amplificadores de bajo ruido como los receptores, suelen requerir de un proceso complejo con bastantes etapas para su correcta elaboración. En esta sección, se explicará a grandes rasgos el proceso final de unión de cables y empaquetado debido a que, la investigación, se enfocó en la prueba final del dispositivo.

Para realizar el empaquetado, una vez que se han probado los datos funcionales de la oblea y que, han sido separados de ella; estos, se adjuntan sobre la superficie del paquete a utilizar mediante el uso de epoxi o enlaces eutécticos. Así, una vez el circuito se ha adjuntado al sustrato del paquete, se deberá conectar eléctricamente a las terminales de este [27].

### 2.7.1 Alambrado o unión de cables (Wire Bonding)

La conexión con las terminales del paquete suele lograrse mediante el proceso de unión de cables (Wire Bonding, en inglés); en donde, normalmente, se utilizan alambres de oro que comprenden desde las terminales del paquete hasta el espacio de unión (Bonding Pad, en inglés) localizado alrededor del dado de interés. Para unir los alambres de oro con este espacio, se aplican técnicas de termocompresión, ultrasónicas o termosónicas [27].

### 2.7.2 Paquete de la pieza

Una vez que las conexiones se han realizado, el circuito integrado está listo para el empaquetado y sellado final. Los paquetes para piezas de circuitos integrados se pueden encontrar en un gran número de variantes, en donde, se utiliza el que cumpla los requerimientos de operación del dispositivo que lleva dentro. Estos requerimientos, suelen incluir el tamaño del dispositivo, número de terminales externas, ambiente de operación, disipación del calor y los niveles de potencia.

Los paquetes, normalmente se construyen de polímeros, metales (aleaciones) o cerámicos y, los más utilizados, son los de tecnología de montaje superficial (Surface-Mount Technology); a su vez, los dispositivos semiconductores de radiofrecuencia de tipo módulo múltiple-chip (MCM, por sus siglas en inglés) son muy frecuentes en las comunicaciones inalámbricas por su complejidad. Entre estos tipos, nos centraremos en los de tipo cuadrado-plano sin terminales (QFN o, Quad-Flat, No leads, en inglés); los cuales, se caracterizan por ser planos con forma rectangular o cuadrada, sin terminales a sus lados (figura 2.21). Estos, contienen espacios conductores en su superficie inferior; de forma que, con ellos, establece las conexiones eléctricas en donde se montará.

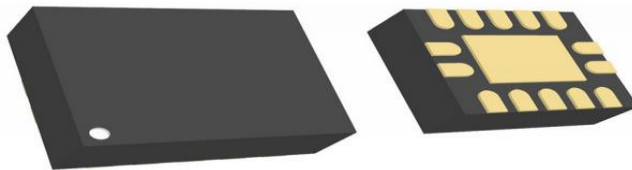


Figura 2.21 - Paquete “Quad Flat” sin terminales externas. QFN (Quad Flat No-Leads). En “QFN (Quad Flat No-Leads)” por Microensamble SAS. Derechos de autor [2018] por Microensamble SAS. Recuperado de: <http://microensamble.com/glosario/qfn-quad-flat-no-lead/>

## 2.8 Proceso actual de prueba final de circuitos integrados de radiofrecuencia

La prueba final de circuitos integrados es el proceso en el que se evalúan las características eléctricas del dispositivo empaquetado, siendo los parámetros-S, la ganancia, la figura de ruido y la linealidad, los parámetros que se prueban en los dispositivos semiconductores que contienen amplificadores de bajo ruido. La información presentada sobre este proceso está basada en las fuentes disponibles más recientes [28-32]. Para producción de gran volumen, se utilizan equipos de prueba automático (Automatic Test Equipment o, ATE, por sus siglas en inglés) que contienen programas con rutinas de pruebas a ejecutar para cada dispositivo, definiendo así, las piezas aceptables y las que no lo son.

Las probadoras, suelen requerir aditamentos o adaptaciones, con el fin de obtener un acoplamiento adecuado con los dispositivos bajo prueba (Device Under Test o, DUT, por sus siglas en inglés) para operar adecuadamente. Entre estos aditamentos, se encuentran los tableros de carga (load boards, en inglés) que, contienen circuitos electrónicos especializados para las mediciones a realizar y contactores (sockets), con los que, se realiza el contacto eléctrico con las terminales de las piezas a medir. El manejo y separación física de los dispositivos, suele efectuarse mediante el uso de una manejadora o manipuladora (Handler, en inglés) de piezas que se comunica con el equipo de prueba para obtener la información de categorización de cada pieza.

Estos equipos, suelen seleccionarse en función de los requerimientos de los productos a probar, sin embargo, destacan aquellos de tipo de alimentación por gravedad (Gravity feed), de recoger y colocar (Pick and place) y de torreta (Turret). En el proceso de prueba final, una vez que las piezas aceptables se han separado físicamente de aquellas que no lo son, se transmite el material seleccionado al siguiente proceso. A continuación, se muestra un ejemplo general de un equipo de prueba automático, una manejadora, un tablero de carga y un contactor:

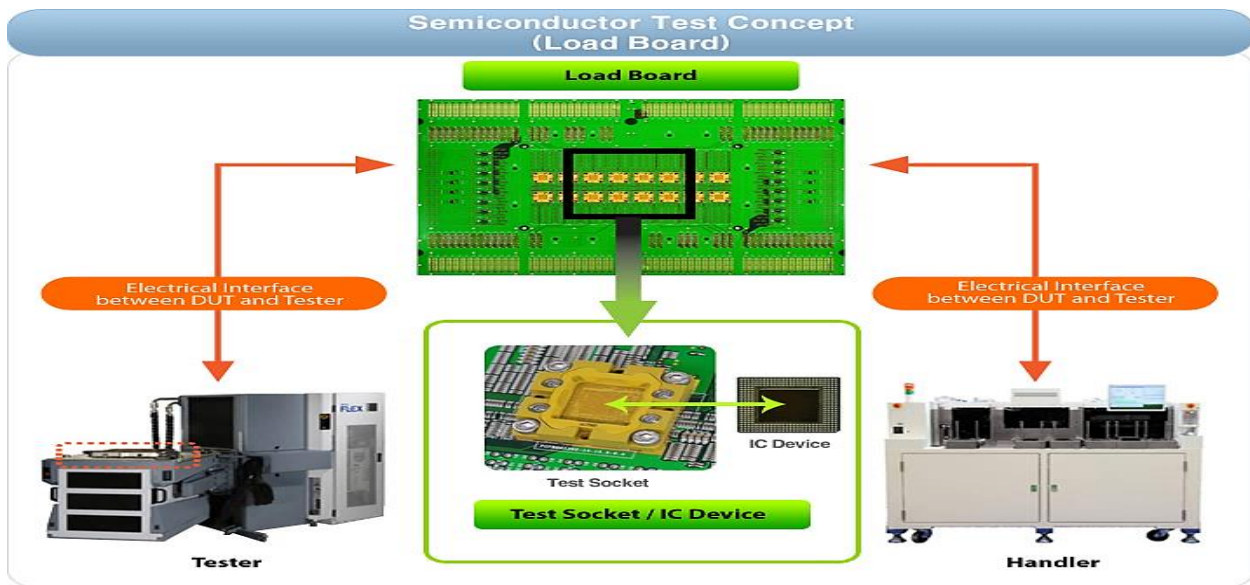


Figura 2.22 - Esquema general del proceso de prueba eléctrica final para producción en masa. Semiconductor Test Concept (Load Board). En "LOAD BOARD Products" por TSE Co. Ltd. Derechos de autor [2011] por TSE Co. Ltd. Recuperado de: [http://www.tse21.com/\\_jp/designer/skin/sub\\_02/05.asp](http://www.tse21.com/_jp/designer/skin/sub_02/05.asp)

### **2.8.1 Equipos de Prueba Automáticos de Señal Mixta y Radiofrecuencia**

Desde que se inició con el desarrollo de los circuitos integrados en el siglo pasado, la industria se ha visto envuelta en la necesidad de hacerse con equipos de prueba automatizados, los cuales, puedan realizar las mismas funciones de los multímetros, osciloscopios, medidores de potencia, analizadores de espectro o analizadores de redes vectoriales de forma sincronizada, automatizada e integrada en un solo equipo o estación de prueba; con el fin de que, se encarguen de definir si algún dispositivo opera dentro de los parámetros correctos. Una ATE de Radiofrecuencia y Señal Mixta, es comúnmente utilizada para probar dispositivos semiconductores que contienen amplificadores de bajo ruido, como los circuitos integrados de receptores [7].

Así, estos equipos son capaces de realizar pruebas de radiofrecuencia, de voltaje-corriente directos, de señales digitales y de tiempos, mediante los instrumentos integrados en el equipo; de forma que, no es necesario realizar las mediciones manualmente con equipo externo. El funcionamiento de este tipo de probadora se basa en una computadora que contiene el software y el programa de prueba con la rutina a ejecutar en cada dispositivo a probar; esta computadora, se comunica con un sincronizador de los instrumentos de la probadora, el cual, se encarga de activar a estos en los momentos justos según lo dicte el programa de prueba. Los instrumentos y el sincronizador, suelen encontrarse dentro del gabinete del equipo de prueba, de modo que, todos estos están acomodados de forma compacta para ahorrar el mayor espacio posible.

Entre los instrumentos de estas probadoras, suele encontrarse un generador de ondas arbitrarias (AWG, por sus siglas en inglés) que se enlaza con los generadores de radiofrecuencia (RF Sources, en inglés) con el fin de generar y modular señales de radiofrecuencia complejas operando típicamente en frecuencias entre los 100 MHz hasta los 6 GHz; también, es posible encontrar instrumentos que se encargan de forzar o medir, corrientes y voltajes de corriente directa (DC Sources, en inglés), así como, recursos encargados de la escritura o lectura de señales digitales e instrumentos, para medir los tiempos de estas. Otros recursos importantes de las ATE, son el oscilador local (LO, por sus siglas en inglés) que, en conjunto con un combinador (Mixer, en inglés), puede convertir una señal entrante de muy alta frecuencia a una de frecuencia intermedia que sea capaz de digitalizar el digitalizador de ondas analógicas (AWD, por sus siglas en inglés), para después, ser enviada a un procesador digital de señales (DSP, por sus siglas en inglés) que, se encargará de convertir la señal del dominio del tiempo al de la frecuencia y mandar los datos al software de prueba. Es importante remarcar que, los instrumentos, se conectarán al dispositivo a prueba (DUT) por medio del ensamble de los puertos (ubicados en la cabeza de prueba) con el aditamento ajustador (llamado, “test fixture” en inglés) que, porta las tarjetas electrónicas de prueba (load boards) que, a su vez, cuentan con arreglos para adecuar las señales a las necesidades de la rutina de prueba.

Básicamente, un ATE de este tipo opera de la siguiente manera:

1. El software y programa de prueba dictan al sincronizador de instrumentos la alimentación necesaria, las pruebas y la rutina que se ejecutará sobre el dispositivo a prueba.
2. El sincronizador coordina los instrumentos y recursos del equipo según la rutina de prueba.
3. Los instrumentos que funcionan como fuentes, mandan señales a través de las líneas de transmisión (usualmente, cables coaxiales de radiofrecuencia) hacia los puertos ubicados en la

cabeza de prueba y a su vez, a la pieza, por medio del test fixture y el contactor. Así, las señales de salida del dispositivo son recibidas desde el contactor a los puertos de medición.

4. A partir de estos puertos, las señales son entregadas directamente a los instrumentos correspondientes. Sin embargo, para el caso del digitalizador de ondas arbitrarias, es requerido que la señal entrante sea convertida a una de menor frecuencia por medio del combinador y el oscilador local, de modo que, sea factible su digitalización.
5. Las mediciones recolectadas por los instrumentos son captadas por la computadora para ser evaluadas con el software de prueba. Sin embargo, para el caso del digitalizador, la medición capturada es enviada primeramente a un procesador digital de señales que, posteriormente, reporta la señal convertida del dominio del tiempo al de la frecuencia a la computadora por medio del uso de la transformada rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés).
6. Una vez el software obtiene las mediciones provenientes de los instrumentos, indicará cuales parámetros pasan las pruebas utilizando especificaciones programadas. Así, el equipo de prueba determinará si el circuito integrado probado funciona correctamente.

En la figura 2.23, se muestra un diagrama de un ATE de Radiofrecuencia y Señal Mixta.

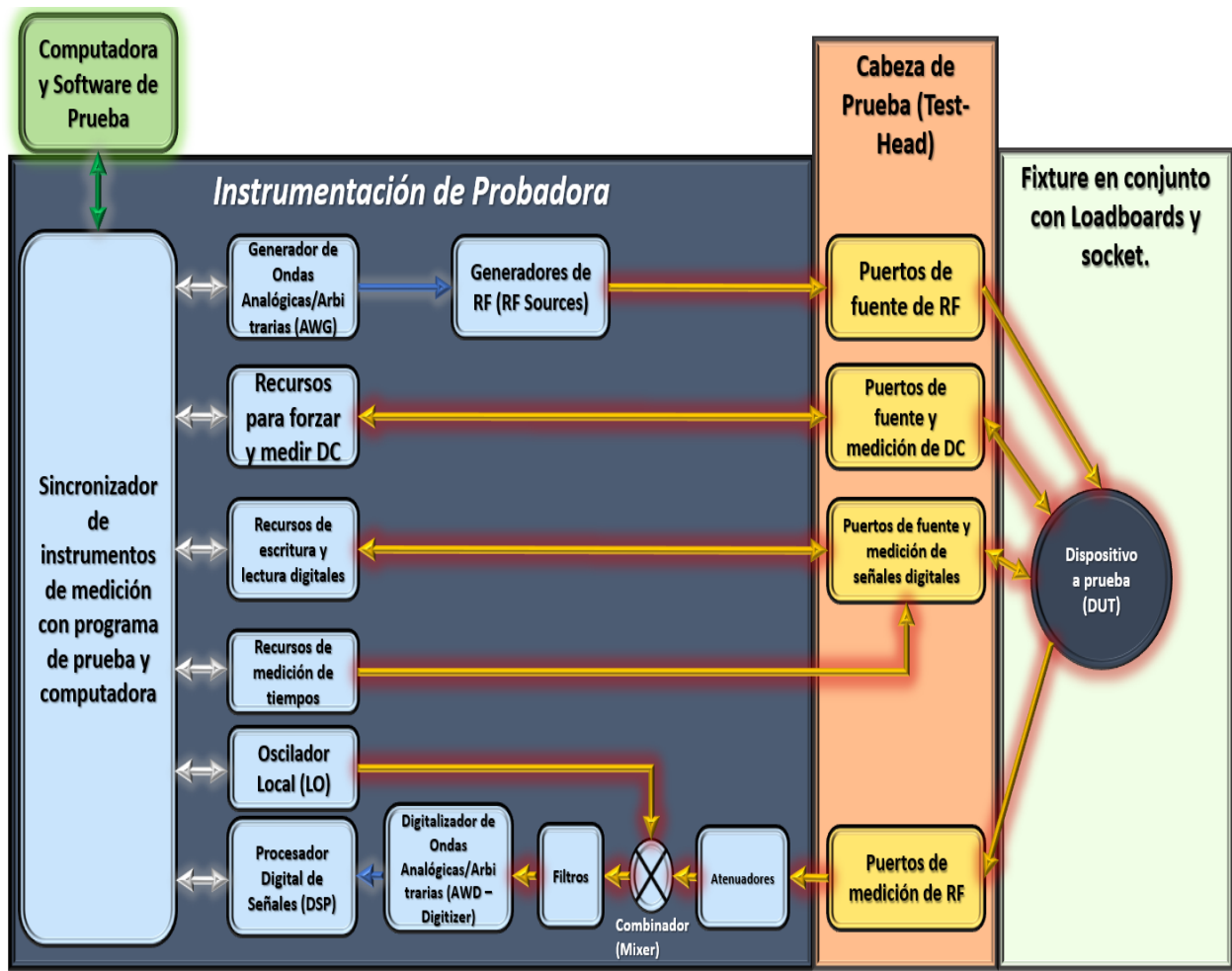


Figura 2.23 - Diagrama de bloques de un Equipo de Prueba Automático de Radiofrecuencia y Señal Mixta.

## **2.8.2 Problemas en las mediciones en equipos de prueba automáticos**

Durante el proceso de prueba eléctrica utilizando ATE, es común que se presenten ciertos problemas físicos causantes de falsas fallas o baja precisión en las mediciones; estos, pueden repercutir en cualquier tipo de prueba que ejecutemos a los dispositivos. Para el caso de la ganancia, algunos problemas frecuentes que ocurren en un ambiente de manufactura son:

- Mal acoplamiento de impedancias en el circuito de prueba
- La potencia proporcionada por el equipo de prueba no se encuentra calibrada
- Puerto o instrumento de medición no calibrado

Similarmente, la medición de la figura de ruido en ATE conlleva los mismos problemas anteriores debido a que, depende de la ganancia; sin embargo, también se agregan otros factores por la misma naturaleza de la medición, como se muestra a continuación:

- Interferencia electromagnética (EMI) en los equipos de medición
- Mal acoplamiento de impedancias en el circuito de prueba
- Temperatura indeseable en ambiente y equipo de prueba
- Puerto o instrumento de medición no calibrado
- La potencia proporcionada por el equipo de prueba no se encuentra calibrada

Parecido al caso de la medición de la figura de ruido, la prueba del punto de intercepción de tercer orden en ATE también depende de la medición de la ganancia del dispositivo a probar; de modo que, esta medición, conllevará los mismos problemas de la ganancia en conjunto con otros generados por la misma complejidad de la prueba. A continuación, se presentan los problemas típicos que pueden ocurrir en un ambiente de producción:

- Generadores no lineales y la producción de productos de intermodulación antes del dispositivo a probar
- Par de señales con potencia o frecuencias no correspondientes
- Mal acoplamiento de impedancias en el circuito de prueba
- Puerto o instrumento de medición no calibrado
- La potencia proporcionada por el equipo de prueba no se encuentra calibrada

### **3 Capítulo 3: Estudio de datos eléctricos históricos y selección del amplificador de bajo ruido adecuado para la investigación**

Como se mencionó anteriormente, las cualidades que se busca tener en un amplificador de bajo ruido son; una ganancia eficiente, una baja aportación de figura de ruido y una alta linealidad en su desempeño. A su vez, es importante mencionar que, este elemento, deberá tener unas pérdidas de retorno (o bien, parámetros S) adecuadas para asegurar que esté correctamente acoplado al circuito de aplicación con el fin de evitar ondas reflejadas. En base a estas exigencias, en las industrias, los dispositivos producidos se van discriminando entre aquellos que funcionan correctamente y los que tienen fallas; en donde, esto, se realiza mediante rutinas de prueba eléctrica que se encargan de medir los valores de las características anteriores y evaluarlas conforme ciertos límites esperados en función del producto.

En la mayoría de los casos, las empresas almacenan información sobre la prueba eléctrica de los dispositivos producidos en bases de datos para referencias históricas sobre su producción. Apoyándonos en estos hechos, para realizar este estudio, se nos ha permitido acceder a este tipo de información con el motivo de investigación, en donde, se realizó un análisis estadístico para una muestra representativa de datos eléctricos de diversos amplificadores de bajo ruido que, se utilizan en aplicaciones de alta frecuencia para comunicaciones inalámbricas.

Es importante mencionar que, en el proceso de prueba eléctrica estudiado, a cada pieza de un lote de cierto tipo de producto, siempre se le ejecutará la misma rutina de prueba estándar correspondiente a ese producto, en donde, si uno o más parámetros de dicha rutina fallan, se considerará que la pieza no es aceptable. De esta forma, se entiende la importancia de contar con los datos eléctricos individuales de cada pieza y cada parámetro que ejecuta la rutina mencionada. En base a la información obtenida y, en conjunto con el análisis de las diversas distribuciones de datos eléctricos para las piezas de diferentes productos con amplificadores de bajo ruido, se determinó que, existían falsas fallas en la prueba de estos dispositivos y a su vez, se encontró aquel amplificador de bajo ruido conveniente para ser objeto de estudio de estas.

#### **3.1 Estratificación de los datos**

El procedimiento para obtener las afirmaciones anteriores inició mediante la selección de una población estadística representativa, la cual, consistió en los datos de todos los parámetros evaluados en la prueba eléctrica por un periodo considerable para aquellos productos de alto volumen de producción que, contaban con amplificadores de bajo ruido en su composición, considerando aquellos que estaban diseñados para bandas de baja, media y alta frecuencia en comunicaciones inalámbricas de 2G, 3G y 4G LTE. Al contar con esta información, se validó que aquellas piezas que fallaban en su primera oportunidad de rutina de prueba (primera corrida de prueba o, inserción), se volvían a reprobear posteriormente para confirmar que fueran fallas verdaderas (evitando rechazar más material de lo que se debía).

Con esto en cuenta, se utilizaron técnicas de estratificación para separar los datos que correspondían a la prueba de lotes nuevos (primera corrida o inserción de prueba) y a las reprobaciones de fallas (segunda corrida o inserción de prueba) para analizarlas como poblaciones distintas. Para lograr esto, bastó con identificar y agrupar según correspondiese, los datos de prueba en función del número del lote y su fecha de corrida; así, por ejemplo, para el lote “0999”, tendremos datos de una corrida inicial en una hora determinada (primera inserción), y a su vez, tendremos otra corrida con una hora posterior que corresponderá a la reprobación de fallas (segunda inserción). De esta forma, mediante estratificación, fue posible obtener dos poblaciones principales, la de primera inserción y, la de segunda para reprobación de fallas, las cuales, englobarán los datos eléctricos de todos aquellos dispositivos que cuentan con amplificadores de bajo ruido con el fin de generar tablas de datos y gráficos de distribución.

### 3.2 Análisis cuantitativo

Como era de esperarse, una vez generadas las dos poblaciones principales, fue notable que la cantidad total de piezas probadas en la primera inserción fue aproximadamente 13 veces mayor que las piezas probadas en la segunda inserción, lo cual, indica que muchas de las piezas de la primera corrida pasaron la prueba eléctrica y la porción restante fueron fallas que se reprobaron en la segunda inserción. También, debe entenderse que, cada población, engloba a toda la muestra de los distintos tipos de productos con amplificadores de bajo ruido (seis en total) con diferentes rutinas y parámetros de prueba; por lo que, ambas poblaciones compartirán la misma cantidad de parámetros resultante de juntar a todos estos, en un solo conjunto de datos. Dicho esto, cada parámetro evaluado durante el proceso de prueba eléctrica tendrá su propia distribución poblacional.

Ahora, para ejercer un análisis cuantitativo efectivo, los datos de las poblaciones obtenidas fueron sometidos a un software de análisis estadístico, para este caso, se utilizaron programas como “Minitab”, entre otros; en donde, se generaron dos tablas cuantitativas, una para primera inserción y, otra para la segunda, las cuales, mostraron las características principales de las distribuciones de cada uno de los parámetros evaluados.

Entre las características mostradas en cada tabla por cada parámetro de prueba, se encontraban:

- Tipo de parámetro medido, banda de operación, frecuencia de operación y a qué tipo de dispositivo con amplificador de bajo ruido corresponde.
- Límites inferior y superior del parámetro evaluado.
- Unidades en que se mide la lectura del parámetro.
- Cantidad de veces que se ejecutó el parámetro.
- Cantidad de veces que falló dicho parámetro.
- Porcentaje de veces que falló respecto a las veces que se ejecutó el parámetro (ocurrencia porcentual de fallas): 
$$Ocurrancia\% = \frac{Cantidad\ de\ veces\ que\ falló\ la\ prueba}{Cantidad\ de\ veces\ que\ se\ ejecutó\ la\ prueba} * 100\%.$$
- Valor promedio y desviación estándar de la población del parámetro.
- Valor mínimo y máximo en la población del parámetro.

Con el fin de comparar los datos de las dos tablas más adecuadamente, es decir, los datos de los parámetros en primera y segunda inserción, se optó por crear una tabla que contara con la información de ambas; así, al buscar un parámetro evaluado, ubicaríamos las características de este, para las dos corridas. A su vez, para esta nueva tabla, se crearon tres columnas; la primera, para el análisis de “consistencia porcentual de fallas” de cada parámetro; la segunda, para el análisis del “factor de fiabilidad” de cada parámetro y la tercera, para el “factor de fiabilidad promedio” por tipo de amplificador de bajo ruido.

Los tres datos mencionados anteriormente, son clave para determinar si están ocurriendo falsas fallas en algunos parámetros de las rutinas de prueba durante el proceso de prueba eléctrica. Así, la consistencia porcentual de fallas para algún parámetro es el cociente entre la cantidad de veces que falló en la segunda inserción (reprueba de fallas) con respecto a la cantidad de veces que falló en la primera inserción (lote nuevo):

$$\text{Consistencia}\% = \frac{\text{Fallas en segunda inserción}}{\text{Fallas en primer inserción}} * 100\%$$

De modo que, si el porcentaje obtenido es bajo, significa que el parámetro no es consistente puesto que, la mayoría de las piezas no lo fallaron de nuevo (la mayoría fueron falsas fallas), de manera ideal, una consistencia de 100% nos indicaría que el parámetro no puede producir falsas fallas. Por otro lado, el factor de fiabilidad es el cociente entre la consistencia porcentual de fallas y la ocurrencia porcentual de fallas de la primera inserción:

$$\text{Factor de fiabilidad} = \frac{\text{Consistencia}\%}{\text{Ocurrencia}\%}$$

En donde, este resultado nos indica que tan fiable es el parámetro probado en función de que tan consistente es y que tanto ha fallado en los lotes nuevos; así, si el factor resultante es muy alto, significa que el parámetro es muy consistente y no suele fallar demasiado, mientras que, si es bajo, será lo contrario y nos indicará que tenderá a provocar falsas fallas.

Por último, el factor de fiabilidad promedio es simplemente el valor promediado de los factores de fiabilidad correspondientes a cada tipo de amplificador de bajo ruido. Ahora, con los criterios anteriores aplicados a todos los parámetros de los datos, se optó por ordenar a los amplificadores de menor factor de fiabilidad promedio al mayor, con el fin de elegir para el estudio a aquel que tuviera el peor. Siguiendo este procedimiento, se encontró que, el amplificador con menos consistencia y menos fiabilidad fue uno especializado en la banda 3 de las comunicaciones inalámbricas 4G LTE (frecuencia media), la cual, tiene su frecuencia central en 1842.5 MHz.

Dicho amplificador, tiene un factor de fiabilidad promedio de 108.91, siendo el peor de los seis analizados en los datos, como se muestra en la tabla 3.1:

Parámetro	Banda de operación (4G LTE)	Frecuencia de operación (MHz)	Módulo de Amplificador de Bajo Ruido (LNA)	Ocurrencia % de fallas en primera inserción	Consistencia % de fallas en segunda inserción	Factor de fiabilidad de prueba	Factor promedio de amplificador
Pérdida de retorno en entrada	B26	876	LNA Banda Baja 26	0.40%	23.06%	57.03	622.51
Ganancia	B26	876	LNA Banda Baja 26	0.50%	29.42%	59.13	
Pérdida de retorno en salida	B26	876	LNA Banda Baja 26	0.03%	45.72%	1352.08	
Figura de ruido	B26	876	LNA Banda Baja 26	0.08%	79.58%	1021.79	
Pérdida de retorno en entrada	B8	943	LNA Banda Baja 8	0.41%	24.67%	59.60	224.19
Ganancia	B8	943	LNA Banda Baja 8	0.49%	27.28%	55.49	
Pérdida de retorno en salida	B8	943	LNA Banda Baja 8	0.14%	50.78%	372.30	
Figura de ruido	B8	943	LNA Banda Baja 8	0.11%	43.25%	409.36	
Pérdida de retorno en entrada	B20	806	LNA Banda Baja 20	0.42%	24.44%	58.46	151.66
Ganancia	B20	806	LNA Banda Baja 20	0.51%	29.84%	58.57	
Pérdida de retorno en salida	B20	806	LNA Banda Baja 20	0.14%	51.22%	368.04	
Figura de ruido	B20	806	LNA Banda Baja 20	0.55%	15.63%	28.38	
Pérdida de retorno en entrada	B1/B4	2140	LNA Banda Media 1-4	0.23%	48.02%	212.58	204.14
Ganancia	B1/B4	2140	LNA Banda Media 1-4	0.34%	39.80%	117.86	
Pérdida de retorno en salida	B1/B4	2140	LNA Banda Media 1-4	0.08%	27.51%	354.06	
Figura de ruido	B1/B4	2140	LNA Banda Media 1-4	0.25%	33.68%	132.09	
Pérdida de retorno en entrada	B3	1843	LNA Banda Media B3	0.21%	46.24%	223.17	108.91
Ganancia	B3	1843	LNA Banda Media B3	0.53%	27.19%	50.99	
Pérdida de retorno en salida	B3	1843	LNA Banda Media B3	0.16%	12.78%	80.15	
Figura de ruido	B3	1843	LNA Banda Media B3	0.31%	24.80%	81.32	
Pérdida de retorno en entrada	B7	2655	LNA Banda Alta B7	0.13%	56.23%	445.94	305.86
Ganancia	B7	2655	LNA Banda Alta B7	0.34%	62.44%	183.07	
Pérdida de retorno en salida	B7	2655	LNA Banda Alta B7	0.11%	43.20%	395.91	
Figura de ruido	B7	2655	LNA Banda Alta B7	0.27%	54.20%	198.51	

Tabla 3.1 - Tabla con parámetros probados, ocurrencia, consistencia y factor de fiabilidad.

Los valores de la consistencia y la ocurrencia mostrados en la tabla están redondeados, por lo que, podrían causar una pequeña diferencia con el cálculo manual si se utilizan directamente.

Como se indica en la tabla anterior, contamos con información de la ganancia, figura de ruido y las pérdidas de retorno en la entrada o salida del dispositivo; los cuales, forman parte de los parámetros importantes que se miden en los amplificadores de bajo ruido. Por medio de estos datos, claramente podemos decir que existen falsas fallas en los parámetros probados; pero, como es notorio, algunos parámetros producirán más de estas. Es por esto, que se decidió elegir al amplificador de bajo ruido con peor desempeño de los seis analizados, dado a que, este, produciría mayor cantidad de falsas fallas; a su vez, dado a que este opera en una banda de frecuencia media,

su análisis podrá adaptarse con relativa facilidad a aquellos amplificadores que operan en bandas de baja y alta frecuencia.

### 3.3 Análisis gráfico

Ya que elegimos el amplificador de bajo ruido que opera en la banda 3, y que, su consistencia y factores de fiabilidad nos indican que ocurren falsas fallas durante la prueba eléctrica para este, fue posible reafirmar estas conclusiones mediante un análisis gráfico de las distribuciones de sus parámetros. Para comenzar, primeramente, observamos los datos de las distribuciones de los parámetros para la primera y segunda inserción, en las tablas 3.2 y 3.3:

				Lotes nuevos (primera inserción)				
Parámetro	Banda de operación (4G LTE)	Frecuencia de operación (MHz)	Módulo de Amplificador de Bajo Ruido (LNA)	Valor promedio de la prueba	Desviación Estándar	Mínimo	Máximo	Unidades
Pérdida de retorno en entrada	B3	1843	LNA Banda Media B3	-10.9202	0.575702	-29.2228	-1.7383	dB
Ganancia	B3	1843	LNA Banda Media B3	13.2836	1.94468	-41.6733	14.3116	dB
Pérdida de retorno en salida	B3	1843	LNA Banda Media B3	-13.1254	0.855722	-41.5694	-1.3131	dB
Figura de ruido	B3	1843	LNA Banda Media B3	2.65852	0.632268	-18.3219	32.2953	dB

Tabla 3.2 - Tabla de datos del amplificador de bajo ruido para la banda 3 de 4G en primera inserción.

				Reprueba de fallas (segunda inserción)				
Parámetro	Banda de operación (4G LTE)	Frecuencia de operación (MHz)	Módulo de Amplificador de Bajo Ruido (LNA)	Valor promedio de la prueba	Desviación Estándar	Mínimo	Máximo	Unidades
Pérdida de retorno en entrada	B3	1843	LNA Banda Media B3	-10.8957	0.924374	-27.8518	-2.0325	dB
Ganancia	B3	1843	LNA Banda Media B3	12.6883	5.28018	-52.8357	14.3857	dB
Pérdida de retorno en salida	B3	1843	LNA Banda Media B3	-13.1618	1.14249	-34.0991	-1.4963	dB
Figura de ruido	B3	1843	LNA Banda Media B3	2.76543	1.45484	-10.5278	32.6134	dB

Tabla 3.3 - Tabla de datos del amplificador de bajo ruido para la banda 3 de 4G en segunda inserción.

Para estos, podemos notar que el valor promedio de ambos tipos de poblaciones es muy similar, lo que indica que están relativamente centradas en el mismo punto. Por otro lado, puede observarse que la desviación estándar es notablemente más grande en la segunda inserción, esto, se debe a que en la primera inserción hay muchas más piezas buenas (dentro de los límites) en comparación con las que fallan, ya sean reales o falsas; sin embargo, en la segunda inserción, sigue habiendo piezas buenas, fallas reales y falsas, pero, la cantidad de buenas no es tan grande en comparación con la de malas (fuera de límites) como en la primera inserción, lo que aumenta la dispersión. Por último, puede notarse que, los valores mínimos entre poblaciones son muy diferentes, en contraste con los máximos que son relativamente similares, por lo que, esto nos dice que existe más inconsistencia en los parámetros para los valores menores.

A continuación, en las figuras 3.1-3.8, se muestra la comparación entre gráficos de los parámetros del amplificador seleccionado para primera y segunda inserción, en donde, los límites de prueba para cada parámetro representan en que fracción de la población comienzan las fallas:

**Parámetro “Pérdida de retorno en entrada”:**

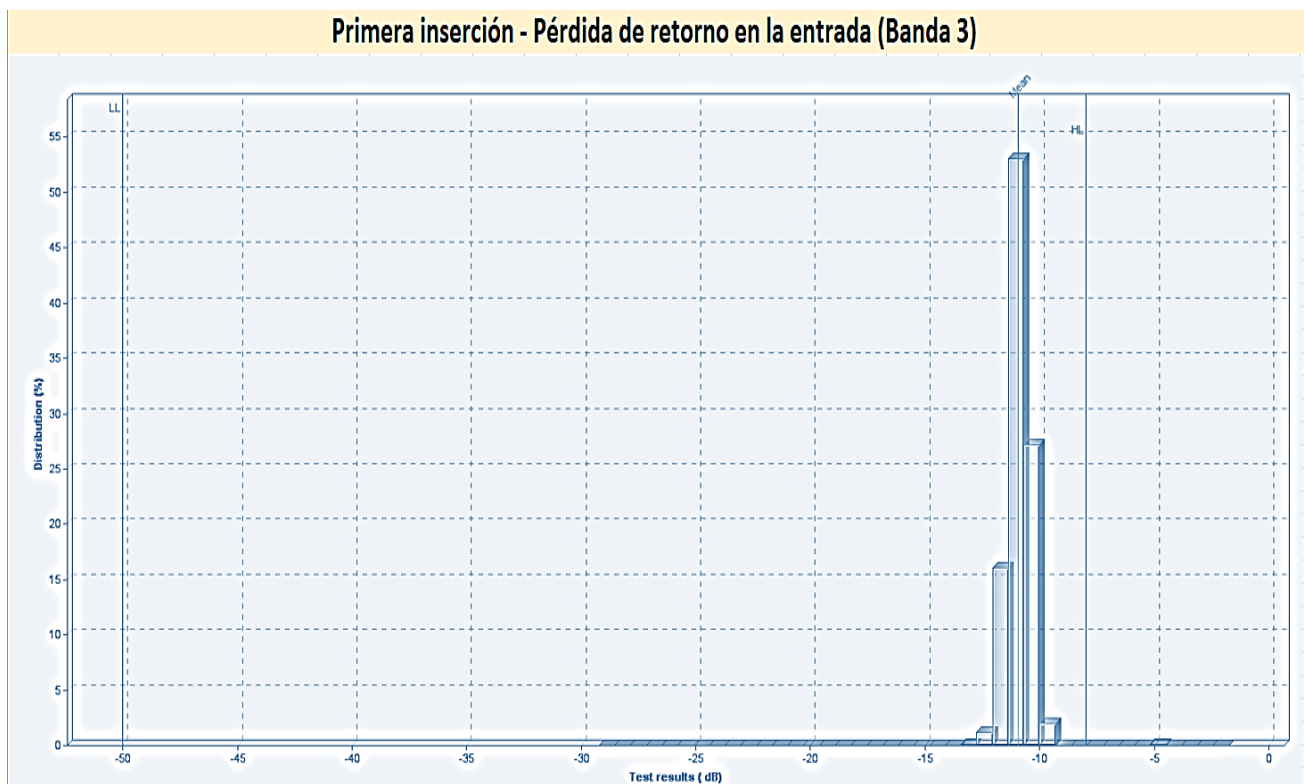


Figura 3.1 - Distribución para pérdida de retorno en entrada para primera inserción.

### Segunda inserción - Pérdida de retorno en la entrada (Banda 3)

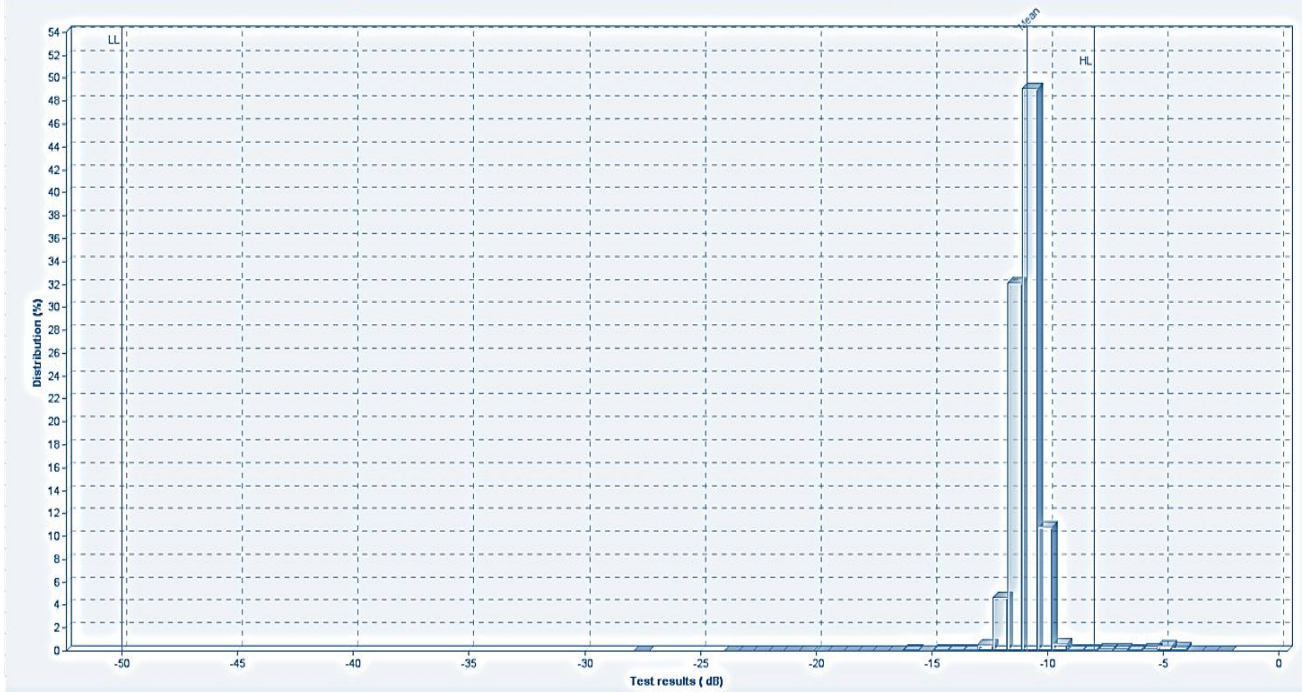


Figura 3.2 - Distribución para pérdida de retorno en entrada para segunda inserción.

### Parámetro “Ganancia” (potencia):

### Primera inserción - Ganancia (Banda 3)

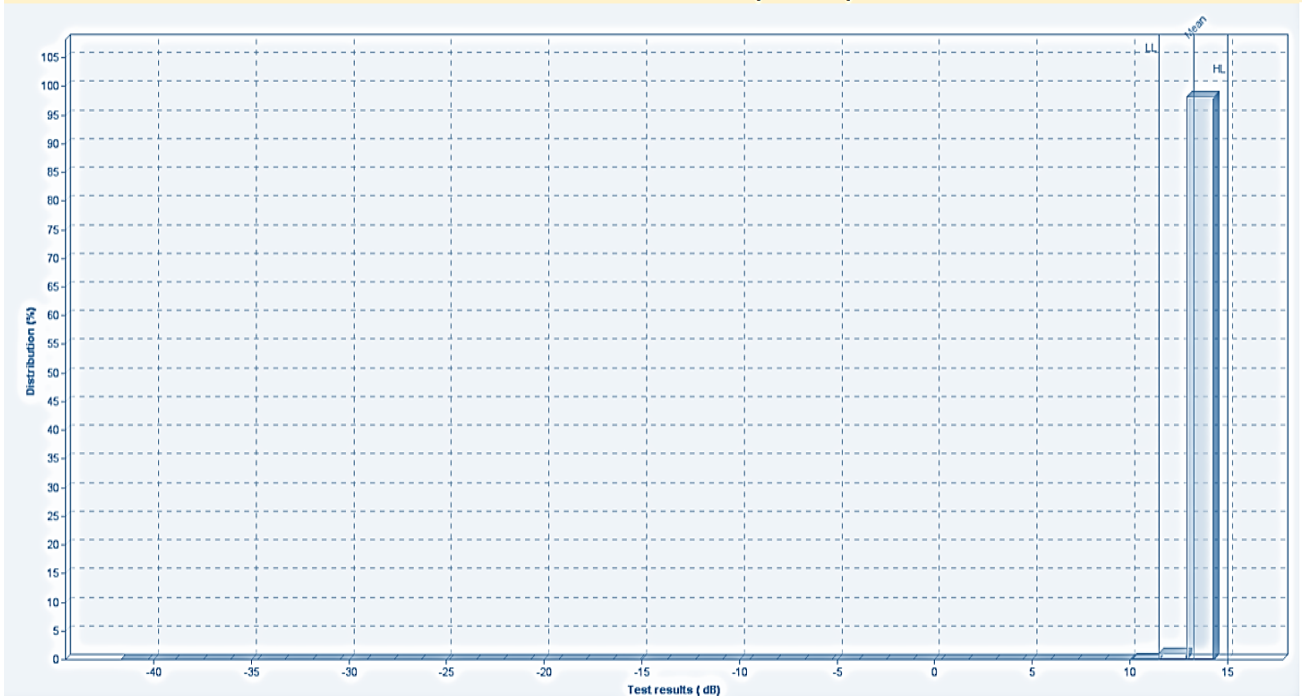


Figura 3.3 – Distribución para ganancia de potencia en primera inserción.

### Segunda inserción - Ganancia (Banda 3)

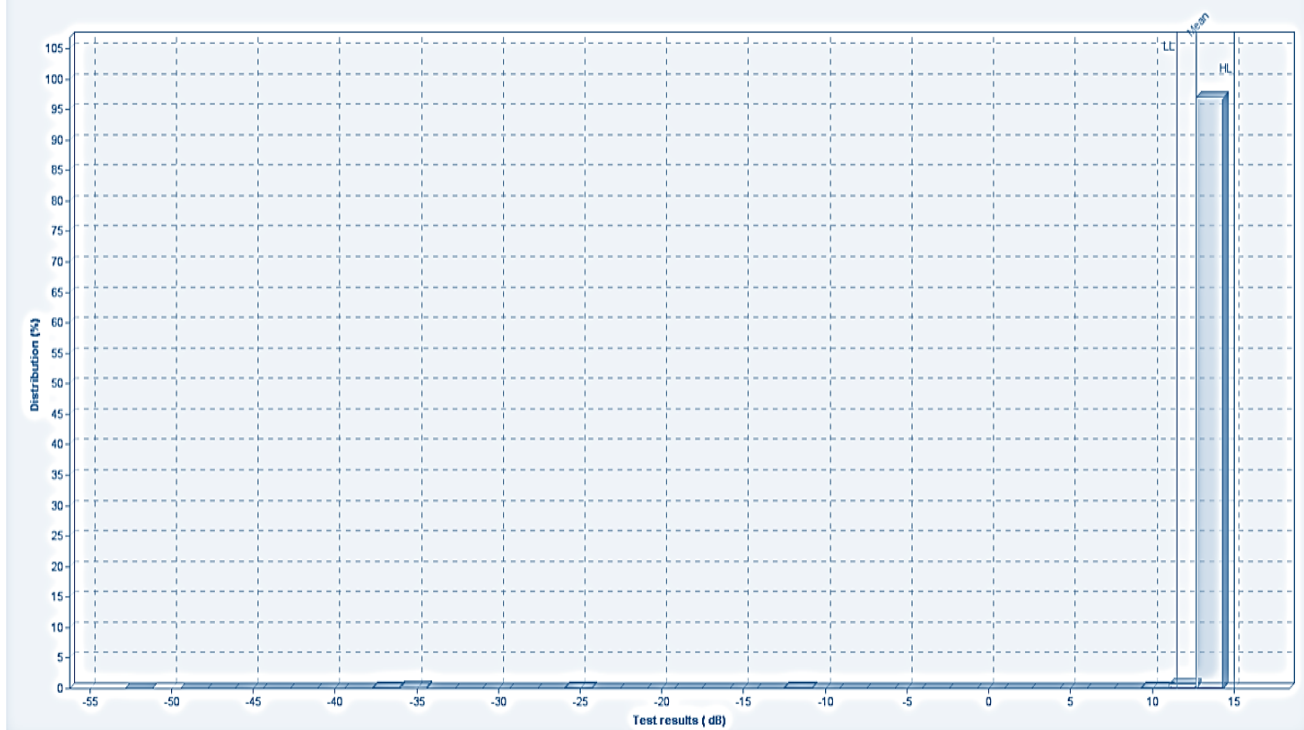


Figura 3.4 - Distribución para ganancia de potencia segunda inserción.

**Parámetro “Pérdida de retorno en salida”:**

### Primera inserción - Pérdida de retorno en la salida (Banda 3)

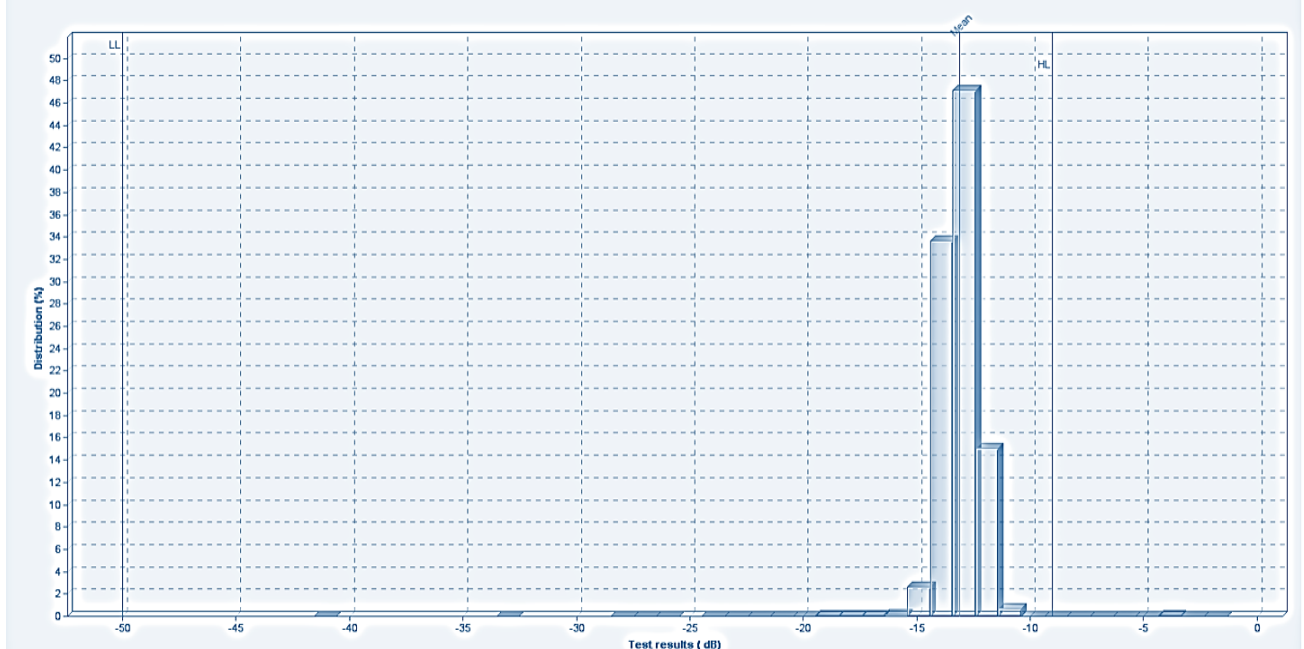


Figura 3.5 - Distribución para pérdida de retorno en salida para primera inserción.

### Segunda inserción - Pérdida de retorno en la salida (Banda 3)

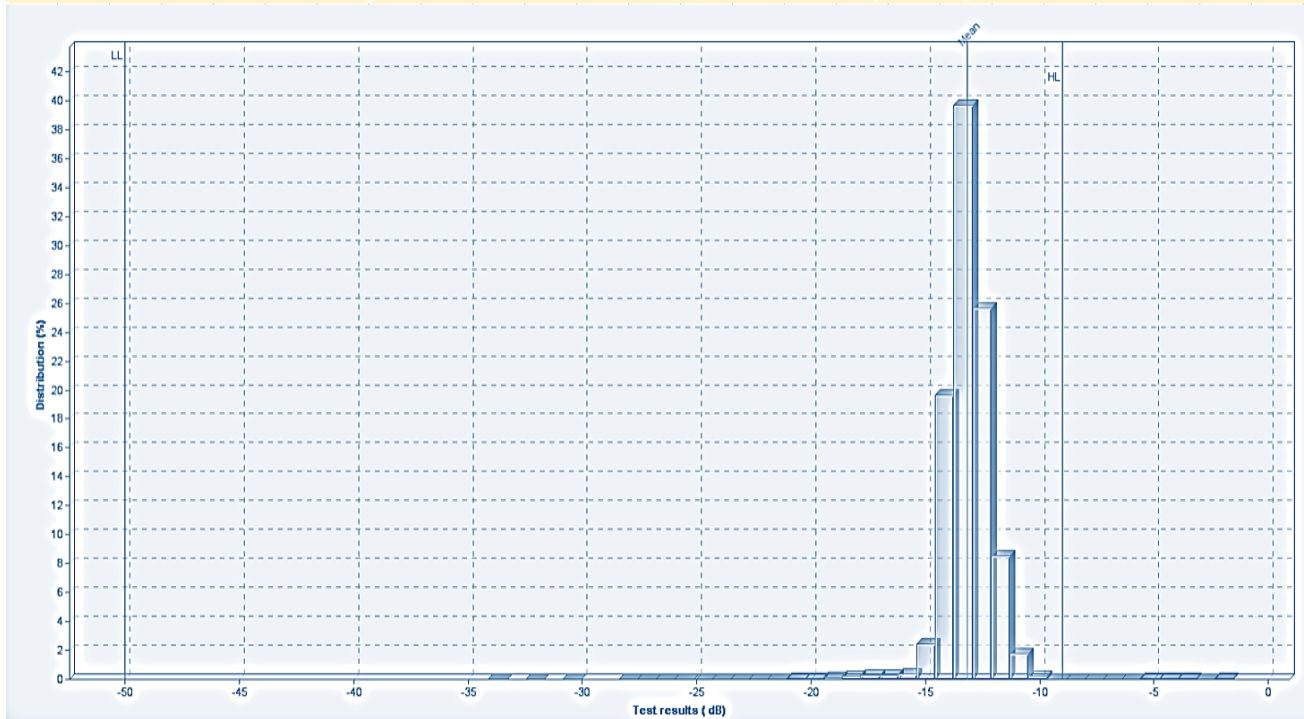


Figura 3.6 - Distribución para pérdida de retorno en salida para segunda inserción.

### Figura de ruido:

### Primera inserción - Figura de ruido (Banda 3)

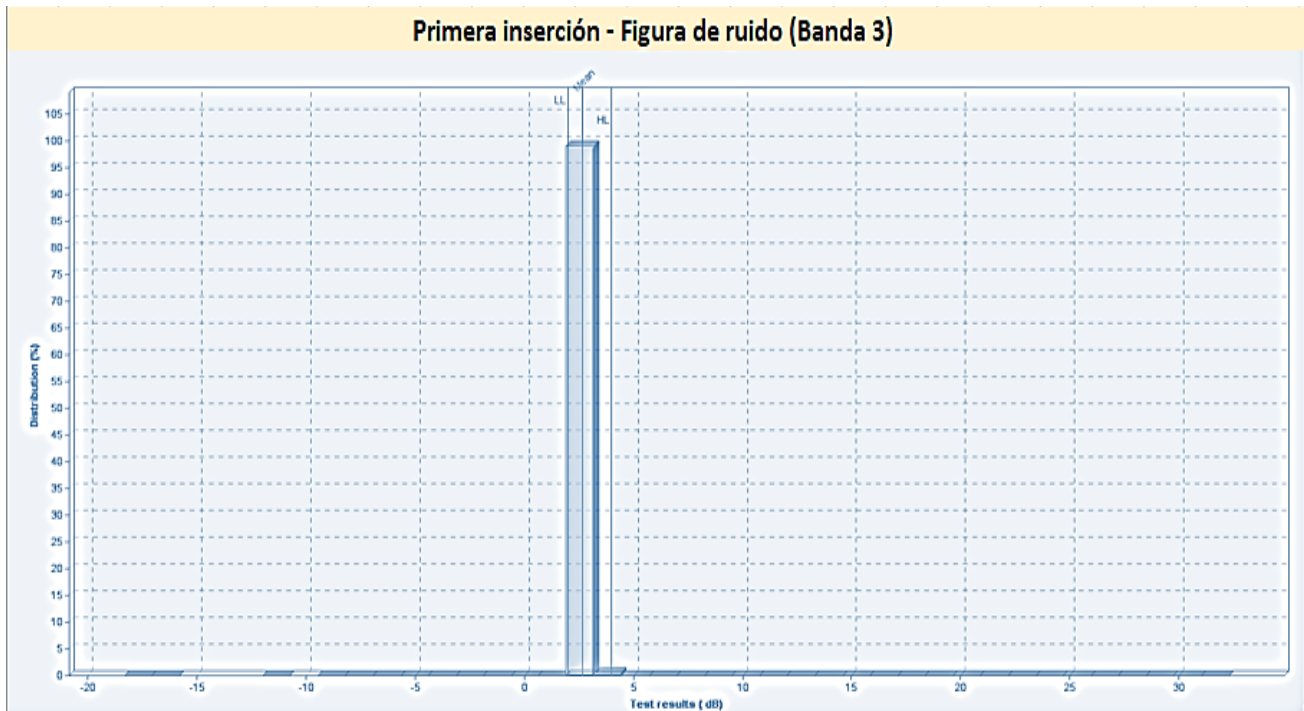


Figura 3.7 - Distribución para figura de ruido (Noise Figure) en primera inserción.



Figura 3.8 - Distribución para figura de ruido (Noise Figure) en segunda inserción.

Como puede observarse, los pares de poblaciones son muy similares, sin embargo, la diferencia importante radica en la desviación estándar como ya se había comentado. Entonces, dado a que, los centros y las distribuciones para ambas inserciones son similares, esto nos confirma que en las dos tenemos una muestra parecida de piezas, conformada por piezas buenas, fallas y falsas fallas. Si las cosas fueran diferentes y, no existieran las falsas fallas en este proceso, las distribuciones de las dos inserciones serían muy diferentes tanto en centro como en desviación estándar.

Cabe mencionar que, al contrario de las falsas fallas, los falsos positivos debido a la inestabilidad de las mediciones son muy improbables, debido a que, una medición de este tipo debería tener una variación indeseable justa y específica para hacer que el valor de una prueba se acomode dentro de los límites definidos, lo cual, es sumamente difícil de ocurrir. Aunado a esto, esta remota posibilidad se tendría que repetir en todos los parámetros que ejecuta la rutina de prueba, lo que, dificulta aún más la ocurrencia del evento.

### 3.4 Independencia entre pruebas

Una vez que, se ha seleccionado un espécimen conveniente, se han analizado las distribuciones entre diferentes inserciones y, se ha comprobado que existen falsas fallas, resulta muy útil el identificar aquellos parámetros de prueba que son dependientes de otros; es decir, aquellos que fallen con regularidad cuando otro ha fallado previamente. Así, por ejemplo, si un parámetro “b” falla siempre que un parámetro “a” ha fallado previamente, y, se sabe que las fallas de “a” son

falsas; entonces, será primordial verificar primero a este antes que a “b” para erradicar tanto las falsas fallas de “a” y gran parte de las de “b”. Dicho esto, el análisis de dependencia entre parámetros fue crucial para identificar aquellos que provocan falsas fallas en otras pruebas posteriores y así, ir despejando más variables del análisis total.

Para este análisis, se requirió de nuevo de software estadístico para organizar únicamente los datos eléctricos de todas las piezas probadas del amplificador de bajo ruido seleccionado en la muestra representativa. Después, se aplicaron ciertas condiciones y filtros en los datos de la muestra en función de los parámetros estudiados anteriormente, con el fin de encontrar la dependencia de fallas. Para cada condición, se realizó un análisis independiente para encontrar las respuestas.

La primera condición, fue la de verificar aquel grupo de piezas que su primera falla en la rutina de prueba haya sido en el parámetro de pérdida de retorno en la entrada, para este primer grupo, se encontró que fallaron el 100% de las pruebas de ganancia, el 20% de las de pérdida de retorno en la salida y, 100% de las de figura de ruido. Lo cual, tiene sentido puesto a que, si tenemos una pérdida de retorno en la entrada inadecuada, gran parte de nuestra potencia de entrada a la pieza será reflejada a la fuente, reduciendo el nivel de potencia en la salida y así, perjudicando fuertemente la ganancia esperada con respecto a lo suministrado por la fuente.

A su vez, cabe mencionar que, la medición de figura de ruido, depende en gran parte de la medición de la ganancia, por lo que, no fue sorpresa que también fallara en todas las ocasiones. Por otro lado, las fallas de pérdida de retorno en salida nos indican que existe cierta correlación con las fallas de pérdida de retorno en la entrada, sin embargo, como no fue tan fuerte la tendencia, se concluyó que fue indirecta y, se debieron principalmente a las fallas de ganancia.

Para la segunda condición, se segregó el grupo de piezas en las que su primera falla haya sido en la prueba de ganancia de la pieza, en donde, se encontró que fallaron el 55% de las pruebas de pérdida de retorno en salida y, el 67% de las de figura de ruido. Estos datos, nos indicaron que la dependencia de la pérdida de retorno en salida está más ligada a las pruebas de ganancia que a las de pérdida de retorno en entrada del grupo anterior, lo cual, también tiene sentido puesto que, tanto la ganancia como la pérdida de retorno en salida, utilizan la medición de potencia en la salida de la pieza.

Aunado a esto, como ya se esperaba, la relación de fallas de figura de ruido está muy ligada a las de ganancia debido a la dependencia natural de este parámetro sobre el otro, sorprendentemente, el porcentaje fue menor que para el grupo anterior; sin embargo, esto fue explicable mediante un análisis más profundo. Al verificar los datos eléctricos de la prueba de ganancia debido a las fallas de pérdida de retorno en la entrada, se encontró que, esta, fallaba con mediciones muy lejanas a los límites esperados; mientras que, cuando era la primera falla como en el segundo grupo, gran parte de las mediciones estaban cercanas de los límites de prueba. Así, se concluyó que, en este grupo, había fallas de ganancia que no estaban tan mal como para hacer fallar las pruebas de figura de ruido.

Como tercera condición, se buscó aquel grupo en el que la primera falla fuera del parámetro de pérdida de retorno en la salida, en donde, no se encontró ninguna pieza con estas características; lo cual, nos indicó que el parámetro anterior es menos sensible a fallar en comparación con la

ganancia, a pesar de que, ambos, miden la potencia en la salida del dispositivo a prueba. Como cuarta y última condición, se buscaron aquellas piezas para las cuales su primera y única falla haya sido la prueba de figura de ruido; en este caso, se encontró que existe un grupo que cumple con estas condiciones, por lo que, se concluyó que la figura de ruido puede fallar tanto independientemente como por la influencia de la prueba de ganancia sobre ella. El análisis anterior, se puede resumir en la tabla 3.4 que se muestra a continuación:

<i>Parámetro de falla inicial</i>	<i>Ganancia</i>	<i>Pérdida de retorno en salida</i>	<i>Figura de ruido</i>	<i>Conclusiones</i>
<i>Pérdida de retorno en entrada (100%)</i>	100%	20%	100%	La pérdida de retorno en la entrada es totalmente independiente.
<i>Ganancia (100%)</i>	N/A	55%	67%	La ganancia es dependiente de la pérdida de retorno en la entrada, pero, también puede fallar independientemente.
<i>Pérdida de retorno en salida (0%)</i>	N/A	0%	0%	La pérdida de retorno en la salida es independiente y menos sensible a fallar que la ganancia a pesar de que, también, mide la potencia de salida de la pieza.
<i>Figura de ruido (100%)</i>	N/A	N/A	N/A	La figura de ruido es dependiente de la ganancia y, también puede fallar independientemente.

Tabla 3.4 - Análisis de dependencia entre parámetros.

### 3.5 Conclusiones del estudio de los datos de los amplificadores

Con el análisis y el estudio realizado a lo largo de este capítulo, en base a los datos obtenidos, podemos concluir los siguientes puntos:

- Se comprobó que existen falsas fallas en el proceso de prueba eléctrica en base a las distribuciones poblacionales de la primera y segunda inserción.
- Se diseñó un método para determinar cuáles parámetros tenían la peor consistencia y, producían más falsas fallas. En base a esto, se seleccionó al amplificador de bajo ruido de la banda 3 de 4G LTE, dado a que, tuvo el peor promedio del factor de fiabilidad.
- Las fallas de pérdida de retorno en la entrada son totalmente independientes.
- Las fallas de ganancia son dependientes de la pérdida de retorno en la entrada, pero, existen muchos casos en que pueden fallar independientemente de este; en especial, cuando las mediciones están cercanas a los límites permisibles.
- No se encontraron fallas por pérdida de retorno en la salida individuales, por lo que, se considera que este parámetro es independiente, pero, menos sensible a fallar en comparación con la ganancia; a pesar de que, también mide la potencia del dispositivo en la salida.
- Las fallas de figura de ruido son dependientes de la ganancia dado a la misma naturaleza de la medición, pero, también pueden fallar independientemente.

## **4 Capítulo 4: Relación entre los factores influyentes en el proceso de prueba y sus variables físicas involucradas**

Al comprobarse que existen falsas fallas en el proceso de prueba eléctrica por medio de datos históricos, se dio apertura a continuar con el siguiente paso de la investigación; el cual, fue el encontrar aquellos factores o problemas que ocurren durante la prueba eléctrica y modifican las mediciones de manera indeseable. Como estos factores modifican los resultados calculados de las mediciones eléctricas efectuadas por las probadoras, se entiende que cada uno de ellos está relacionado a una o más variables físicas medibles del proceso.

Para encontrar estos factores, se realizó un monitoreo de 60 días en el área del proceso de prueba eléctrica, con el fin de identificar aquellos equipos que contaban con un bajo desempeño (low yield, en inglés) en comparación a los otros, y, documentar los problemas o soluciones ejecutados para reparar dichos equipos. Este monitoreo, abarcó a todas las probadoras que se encontraban corriendo productos que contienen amplificadores de bajo ruido (no solo el amplificador de bajo ruido para banda 3 elegido) debido a que, estos, suelen compartir los mismos problemas durante la prueba eléctrica.

También, es importante mencionar que, el muestreo, se limitó a excluir aquellos problemas relacionados a código de los programas de prueba (software), y, a los instrumentos internos de la probadora, puesto que ellos, forman parte de la arquitectura de esta; la cual, está protegida por los derechos de autor del proveedor.

Dicho esto, al identificar un equipo con bajo desempeño, se seguía el siguiente procedimiento:

- Se registraba la serie de la probadora, fecha, número de lote que estaba corriendo y yield.
- Se tomaba lectura de la temperatura ambiente (variable física de temperatura).
- Se muestreaba el ruido electromagnético del ambiente en el espectro de frecuencia mediante un analizador de espectro y, una antena receptora (variable física de potencia o nivel de ruido).
- Se registraba la última fecha de calibración de los tableros de prueba (test fixture), con el fin de saber si había cambiado el comportamiento de los componentes de estos (variable física de impedancia).
- Se analizaba el comportamiento de los parámetros principales que provocaban el bajo desempeño (low yield).
- Se registraba la acción correctiva por parte del personal de mantenimiento de probadoras.
- Se analizaba y comparaba el comportamiento después de la reparación para registrar lo encontrado.

De esta forma, el procedimiento mencionado se aplicó a un grupo de más de 50 equipos que fueron reparados, en donde, al recopilar y resumir la información, se obtuvieron los siguientes puntos:

- Problemas por daño (o, suciedad) en contactores, falta de calibración en la altura de contacto, cables (o, conectores) de radiofrecuencia dañados y componentes o pistas

dañadas en los tableros de prueba, resultaban principalmente en falsas fallas de pérdida de retorno en la entrada (o bien,  $S_{11}$ ) y ganancia, si el problema era en la entrada del test fixture (cambio de impedancia en la entrada) o, de pérdida de retorno en la salida (o bien,  $S_{22}$ ) y ganancia, si era en la salida del test fixture (cambio de impedancia en la salida).

- Problemas de desempeño por cambio en la temperatura del piso de pruebas o falta de ventilación en la probadora y, los tableros, no eran muy comunes, puesto que, las mediciones no se movían drásticamente como en otros casos (no había muchas falsas fallas). Sin embargo, el cambio de temperatura alteraba a gran parte de las mediciones, como la corriente de consumo medida, la pérdida de retorno en la entrada, la ganancia y, la pérdida de retorno en la salida, principalmente.
- Problemas por altos niveles de ruido electromagnético detectados en ciertas frecuencias en el ambiente, eran responsables de producir interferencia y causar falsas fallas de figura de ruido en los equipos.

#### 4.1 Conclusiones sobre los factores y las variables físicas afectadas

A partir de estos puntos, se pudo concluir toda la información en la tabla 4.1, la cual, muestra los factores (problemas) más comunes encontrados, con el fin de vincularlos a las variables físicas muestreadas que tenían relación con estos:

Factor (problema encontrado)	Variable física afectada
Daño o suciedad en contactores (sockets).	<i>Impedancia</i>
Falta de calibración de altura de contacto.	
Cable/conector de RF dañado.	
Tablero con pista o componente dañado.	
Aumento en la temperatura del piso de pruebas.	<i>Temperatura</i>
Falta de ventilación en probadora/tableros.	
Señales de RF transmitidas de otros equipos de prueba y dispositivos de telecomunicaciones (Interferencia electromagnética).	<i>Potencia/nivel de ruido</i>

Tabla 4.1 - Tabla de relación de factores (problemas) y variables físicas.

Con la información proporcionada por nuestro muestreo y, las conclusiones obtenidas, fue necesario ejecutar una serie de experimentos para validar de una forma más adecuada, la relación que existe entre los factores encontrados y las tres variables físicas mencionadas; la impedancia, la temperatura y, la potencia o nivel de ruido en el espectro. Así, se diseñaron tres experimentos - uno por cada variable-, en donde, se intenta reproducir de una manera controlada la influencia ejercida por los factores encontrados, para efectuar un análisis más detallado del comportamiento de las mediciones en estos casos.

## 5 Capítulo 5: Análisis y precisión de las mediciones del equipo de prueba

Como se mencionó anteriormente, para un amplificador de bajo ruido, los parámetros de interés a medir son la corriente de consumo, el  $S_{11}$  -o bien, la pérdida de retorno en la entrada, llamada “Input Return Loss” en inglés, para mediciones en decibeles-, la ganancia de potencia, el  $S_{22}$  -o bien, Return Loss en la salida para decibeles-, la figura de ruido y, la potencia en la que ocurre el punto de intercepción de tercer orden en la entrada (IIP3) o bien, en la salida (OIP3). Convencionalmente, en la industria electrónica, es útil el emplear los decibeles (dB) para expresar cantidades de muy distinta magnitud con números no tan disparados entre ellos, aplicando un logaritmo base 10 a un cociente de dos cantidades lineales; esto, suele facilitar ciertos cálculos en los equipos y en la lectura de datos, sin embargo, para encontrar expresiones matemáticas que relacionen las variables físicas con las mediciones de las pruebas, resulta más conveniente el utilizar los valores lineales en vez de los logarítmicos. Así, para este estudio, será más conveniente el convertir los valores en decibeles a su versión lineal para entender de una manera más expresiva el comportamiento de las mediciones con respecto a cambios en la impedancia, temperatura o nivel de potencia de ruido.

Es importante mencionar que, en ciertos parámetros, su forma logarítmica en decibeles puede llamarse de otra manera; por ejemplo, la pérdida por retorno en la entrada para decibeles es el parámetro de dispersión  $S_{11}$  para valores lineales; o, la figura de ruido para decibeles es el factor de ruido en medidas lineales. También, debe recordarse que, los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  son cocientes del voltaje reflejado sobre el voltaje incidente; por lo que, su valor lineal es una razón sin unidades que nos indica la proporción de la onda incidente que se está reflejando de vuelta a la fuente. Por otro lado, el parámetro  $S_{21}$ , sería la ganancia de voltaje dado a que, es el cociente entre el voltaje de salida sobre el incidente; sin embargo, como resulta más conveniente hablar de la ganancia de la potencia de entrada con respecto a la salida, se suele preferir utilizar la ecuación  $G_P = |S_{21}^2|$  para expresar la magnitud de la ganancia de potencia.

### 5.1 Ecuaciones en decibeles utilizadas por la probadora para calcular los parámetros a medir y su conversión a valores lineales

Dado a que, usualmente los instrumentos de las probadoras están programados para medir valores de potencia lineales e inmediatamente convertirlos a decibeles para mostrarlos como resultados, los cálculos que utiliza el programa de prueba suelen estar basadas en estas cantidades logarítmicas. Así, para reportar los parámetros medidos en un amplificador de bajo ruido, la probadora suele utilizar las siguientes expresiones matemáticas:

- Pérdida de retorno en la entrada (Input Return Loss):  $IRL_{dB} = 20\log|S_{11}|$
- Ganancia de potencia:  $G_{PdB} = P_{salida-dBm} - P_{entrada-dBm}$
- Pérdida de retorno en la salida (Output Return Loss):  $ORL_{dB} = 20\log|S_{22}|$
- Figura de ruido:  $NF_{dB} = 10\log|F|$

- Potencia de entrada de IP3 en dBm:  $IIP3_{dB} = P_{entrada-dBm} + \left( \frac{P_{salida-dBm} - P_{intermod-dBm}}{2} \right)$
- Potencia de salida de IP3 en dBm:  $OIP3_{dB} = P_{salida-dBm} + \frac{P_{salida-dBm} - P_{intermod-dBm}}{2}$

A partir de estas ecuaciones basadas en datos logarítmicos, es que se obtuvieron expresiones para obtener sus representaciones lineales y así, trabajar de una manera más ordenada la relación de los parámetros medidos y, las variables físicas involucradas en la desviación de los resultados reales hacia las falsas fallas. Es importante notar que, las ecuaciones utilizadas, pueden variar a expresiones equivalentes dependiendo del usuario que diseñe el software o, de las capacidades de la probadora que se está utilizando para evaluar dispositivos que contienen amplificadores de bajo ruido.

A continuación, en la tabla 5.1, se resumen las conversiones de logarítmico a lineal o viceversa:

Decibel (logarítmico)	Lineal
<b>Pérdida de retorno en la entrada (Input Return Loss):</b> $IRL_{dB} = 20 \log  S_{11} $	<b>Magnitud de parámetro de dispersión <math>S_{11}</math>:</b> $ S_{11}  = 10^{\left(\frac{IRL_{dB}}{20}\right)}$
<b>Ganancia de potencia en decibeles:</b> $G_{PdB} = P_{salida-dBm} - P_{entrada-dBm}$ $G_{PdB} = 20 \log  S_{21}  = 10 \log  S_{21}^2 $	<b>Magnitud de ganancia de potencia lineal:</b> $G_P =  S_{21}^2  = 10^{\left(\frac{G_{PdB}}{10}\right)}$ <b>Magnitud de ganancia de voltaje lineal:</b> $G_V =  S_{21}  = 10^{\left(\frac{G_{PdB}}{20}\right)}$
<b>Pérdida de retorno en la salida (Output Return Loss):</b> $ORL_{dB} = 20 \log  S_{22} $	<b>Magnitud de parámetro de dispersión <math>S_{22}</math>:</b> $ S_{22}  = 10^{\left(\frac{ORL_{dB}}{20}\right)}$
<b>Figura de ruido:</b> $NF_{dB} = 10 \log  F $	<b>Factor de ruido:</b> $F = 10^{\left(\frac{NF_{dB}}{10}\right)}$
<b>Potencia de entrada de IP3 en dBm:</b> $IIP3_{dB} = P_{entrada-dBm} + \left( \frac{P_{salida-dBm} - P_{intermod-dBm}}{2} \right)$	<b>Potencia de entrada de IP3 lineal:</b> $IIP3 = 10^{\left(\frac{IIP3_{dB}}{10}\right)}$
<b>Potencia de salida de IP3 en dBm:</b> $OIP3_{dB} = P_{salida-dBm} + \left( \frac{P_{salida-dBm} - P_{intermod-dBm}}{2} \right)$	<b>Potencia de salida de IP3 lineal:</b> $OIP3 = 10^{\left(\frac{OIP3_{dB}}{10}\right)}$

Tabla 5.1 - Conversiones forma logarítmica-lineal de los parámetros medidos.

## 5.2 Distribución natural de las mediciones realizadas por la probadora

Los instrumentos de medición de las probadoras, como cualquier otro equipo de medición, tendrán una variación natural de sus mediciones, las cuales, terminarán formando una distribución estadística de algún tipo. Es decir, si suponemos que se desea medir una potencia de exactamente 1 Watt, la probadora al intentar medirla obtendrá una serie de mediciones próximas al valor mencionado, pudiéndose obtener, por ejemplo, la primera vez que medimos 1.01 Watts, la segunda, 0.98 Watts, la tercera 1.03 Watts, etc. Esto, ocurre dado a que ningún instrumento de medición es exacto en plenitud, y siempre cuentan con desviaciones en la interpretación de los datos.

Como una forma de reducir la variación propia del sistema de medición (instrumento de medición y test fixture en conjunto) en los datos presentados, el programa de prueba ordena repetir como mínimo, unas 30 veces cada medición y reportar el promedio de esas iteraciones. De esta manera, se logran dos cosas importantes; la primera, es que el promedio de las iteraciones realizadas nos dará como resultado una cantidad que será mucho más próxima al valor real que se está midiendo; y, la segunda, como en cada corrida del programa de prueba para cada parámetro probado estaremos reportando el valor promedio en cada uno, al ejecutar una cantidad considerable de corridas (más de 30) se cumplirá el “Teorema de Límite Central” de estadística; el cual, nos dice que los promedios reportados se pueden representar como una distribución de probabilidad normal (Gaussiana), lo que, ayuda a predecir el comportamiento de las mediciones [33].

Paralelamente a la distribución generada por los promedios de las iteraciones del sistema en cada parámetro, tenemos que tener en cuenta que, si hipotéticamente tuviéramos un sistema de medición que fuera perfectamente exacto (varianza igual a cero), al incidir una señal de estímulo en el amplificador de bajo ruido para medir sus parámetros y repetir varias veces el experimento; es decir, al hacer varias corridas al mismo amplificador, notaremos que la pieza por sí misma, generará distribuciones normales de comportamiento en los datos arrojados. En donde, esta distribución será más normal conforme aumentemos el número de corridas.

Dicho esto, en la realidad, las mediciones resultantes reportadas por el sistema de la probadora estarán influenciadas tanto por la variación de estos, como por la del amplificador que se está midiendo. Por lo tanto, se puede concluir que el promedio de las mediciones o bien, el promedio observado, puede expresarse como [33]:

$$\mu_{medición} = \mu_{LNA} + \mu_{sistema}$$

En donde, " $\mu_{medición}$ " es el promedio de la distribución generada al probar varias veces el mismo amplificador con un sistema de medición no ideal, " $\mu_{LNA}$ " es el promedio de la distribución generada al probar varias veces el mismo amplificador con un sistema idealmente exacto y, " $\mu_{sistema}$ ", es el valor promedio de desfase de la distribución de desfase generada al probar varias veces un amplificador ideal sin variación con un sistema no ideal (el sistema se compone del instrumento de medición y el test fixture).

A su vez, la varianza de las mediciones puede expresarse como:

$$\sigma_{medición}^2 = \sigma_{LNA}^2 + \sigma_{sistema}^2$$

En donde, " $\sigma_{medición}^2$ " es la varianza de la distribución generada al probar varias veces el mismo amplificador no ideal con un sistema no exacto, " $\sigma_{LNA}^2$ " es la varianza de la distribución independiente generada al probar varias veces el mismo amplificador no ideal con un sistema de medición idealmente exacto y, " $\sigma_{sistema}^2$ " es la varianza de la distribución independiente generada al probar varias veces un amplificador ideal sin variación con un sistema no exacto. Lo anterior, se puede observar de forma gráfica en la figura 5.1. A su vez, debe mencionarse que, la desviación estándar de la medición " $\sigma_{medición}$ " sería la raíz cuadrada de la varianza de la medición, por lo que [33]:

$$\sigma_{medición} = \sqrt{\sigma_{LNA}^2 + \sigma_{sistema}^2}$$

Para que las mediciones de un sistema sean confiables, se desea que siempre la varianza de este sea mucho menor a la varianza del amplificador que se está midiendo, es decir:

$$\sigma_{LNA}^2 \gg \sigma_{sistema}^2$$

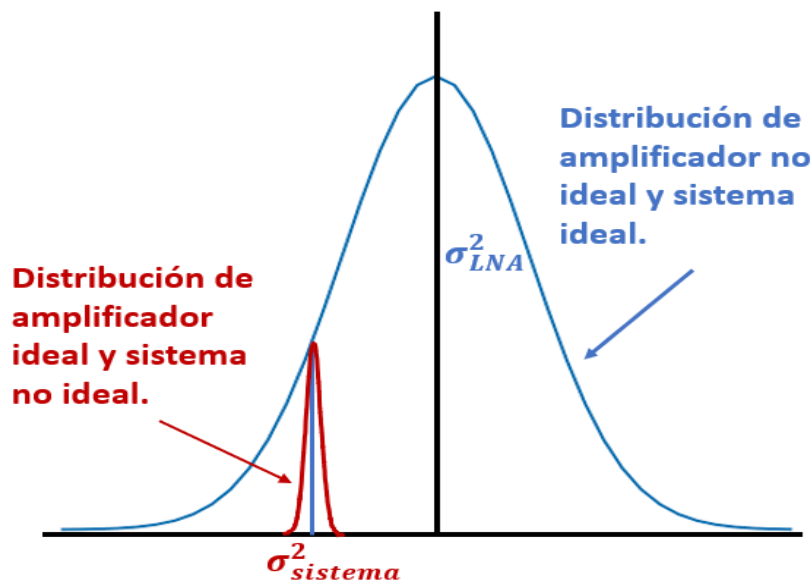


Figura 5.1 - Distribuciones normales de amplificador o instrumento ideales.

### 5.3 Utilidad del índice de capacidad "Cpk" en la medición de parámetros

Dado a que, los resultados de cada parámetro medido en un amplificador de bajo ruido resultan en distribuciones normales como las de cualquier otro proceso industrial, es necesario el tener una forma de identificar si nuestro proceso puede cumplir con los límites propuestos; una forma de

hacer esto, es mediante el índice de capacidad de proceso “Cpk”. El índice de capacidad de un proceso es un indicador que nos dice que tan capaz es de manejar ciertas especificaciones. Existen distintos índices de capacidad, sin embargo, el Cpk, es particularmente útil dado a que nos indica que tan bueno es nuestro proceso para manejar ciertos límites definidos; esto, lo hace en función de su grado de dispersión (desviación estándar) y, del sesgo de su promedio con respecto a los límites [34].

También, toma en cuenta tanto la especificación del límite inferior como la del superior, reportando el peor dato (valor mínimo) de ambos casos como el valor del Cpk usando la siguiente expresión matemática:

$$Cpk = \text{Min} \left[ \frac{\mu - \text{Lim}_{inf}}{3\sigma}, \frac{\text{Lim}_{sup} - \mu}{3\sigma} \right]$$

En donde, “ $\mu$ ” es el promedio del proceso, “ $\sigma$ ” es la desviación estándar de la distribución del proceso, “ $\text{Lim}_{inf}$ ” y “ $\text{Lim}_{sup}$ ” son los límites inferiores y superiores, respectivamente. Aunado a esto, debe mencionarse que, los valores del Cpk, nos indican las siguientes características del proceso:

- $Cpk > 1$  : El proceso tendrá su distribución dentro de los límites especificados.
- $0 < Cpk < 1$  : Una proporción de la distribución del proceso está fuera de los límites especificados.
- $Cpk < 0$  : El promedio del proceso y gran parte de la distribución o toda esta se encuentra fuera de los límites especificados.

Así, el Cpk nos será de gran utilidad para identificar los parámetros con peor desempeño cuando los factores que, influyen en las mediciones, estén presentes durante el proceso de prueba eléctrica.

## **5.4 Promedio, desviación estándar y Cpk de los parámetros medidos del amplificador de bajo ruido de la banda 3 seleccionado**

Antes de evaluar los cambios producidos en las mediciones por los factores influyentes, fue necesario preparar la probadora y el “test fixture” en condiciones muy próximas a las ideales con el fin de obtener mediciones confiables que sirvan como punto de referencia. Así, se preparó un equipo a temperatura ambiente (25°C), protegido con una jaula de Faraday para evitar interferencia por ruido electromagnético y, se calibraron las pérdidas encontradas en el equipo.

Una vez realizado esto, se seleccionó un ejemplar del amplificador de bajo ruido de la banda 3, el cual, cuenta con valores deseados y una dispersión aceptable en el comportamiento de sus parámetros medidos; este, se utilizó como dispositivo de referencia y, se corrió 100 veces con el programa de prueba sin moverlo físicamente del contactor para eliminar la variable de movimiento. Con los datos obtenidos en las corridas de la rutina de prueba, se consiguieron distribuciones normales para cada uno de los parámetros, en donde, el promedio, la desviación estándar y el Cpk de cada uno de ellos, se muestran en la tabla 5.2 ordenados del mejor al peor.

Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Lim. inf.	Lim. sup.	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Cpk
Magnitud de $S_{11}$	0.003	0.398	razón	0.269	0.0002	188.05
Magnitud de $S_{22}$	0.003	0.355	razón	0.195	0.0003	169.28
Ganancia de potencia	14.125	31.623	razón	20.855	0.0147	152.89
Corriente quiescente	3.500	5.500	mA	4.108	0.0026	77.521
Factor de ruido	1.5848	2.51188	razón	1.853	0.014	6.349
Potencia de IIP3	0.11	0.66	mW	0.382	0.0227	4.000
Potencia de OIP3	0.98	5.82	mW	3.396	0.2017	4.000

Tabla 5.2 - Parámetros medidos en el amplificador de bajo ruido de banda 3 en condiciones casi ideales. La distribución resultante en cada uno proviene de probar 100 veces el mismo dispositivo. La unidad “razón” es del tipo sin dimensiones.

Con la información obtenida, puede notarse que todos ellos cumplen con mucha facilidad la condición de que el  $Cpk > 1$ , por lo que, el proceso está muy bien controlado con respecto a los límites al probar la misma pieza. Es importante entender que, los Cpk, empeorarán al probar un lote de material incluso aunque las condiciones casi ideales de la probadora se mantengan, puesto que, la variabilidad entre piezas se incrementa demasiado en contraste con solo probar la misma.

## 5.5 Desviación de la medición de los parámetros por influencia de los factores

Dado a que, los factores que influyen en las mediciones cambiarán los valores casi ideales de las variables físicas como la impedancia, la temperatura o el nivel de ruido durante el proceso de prueba, fue posible definir que, la medición calculada por la probadora bajo la influencia de estos, tenderá a desviarse de un valor real por medio de un factor que estará en función del cambio entre las relaciones de datos físicos de la probadora. Esto, puede aplicarse a todos los parámetros como un modelo general para representar la desviación de las mediciones calculadas, así, su expresión matemática podrá resumirse como:

$$M_{Cal} = M_{física}(1 + D)$$

En donde, “ $M_{Cal}$ ” es la medición calculada por la probadora, “ $M_{física}$ ” es la medición física real del dispositivo y, “ $D$ ”, es el factor de desviación de la medición. Por lo tanto, si el factor de desviación es “0” dado a que, las condiciones de prueba son ideales, entonces, la medición calculada por la probadora será igual a la medición física real del amplificador probado. En cambio, si “ $D$ ” es diferente de “0”, entonces, la medición calculada podrá dar valores más bajos o altos según la naturaleza propia de esta.

## 6 Capítulo 6: Experimento de impedancia

Como se mencionó anteriormente, se encontró que, el daño o suciedad de los contactores, la falta de calibración de altura de contacto, los cables o conectores de radiofrecuencia deteriorados y, los componentes o pistas dañadas de los tableros de prueba (test fixture), son de los factores influyentes más comunes en un ambiente de producción en masa. En donde, todos estos, terminan modificando la impedancia en la entrada o salida del sistema, el cual, está formado por los tableros y el amplificador de bajo ruido a prueba. Por lo tanto, es útil analizar las mediciones calculadas por la probadora al alterarse este parámetro físico por los factores mencionados, como se muestra en la siguiente sección.

### 6.1 Modelado del sistema test fixture-amplificador de bajo ruido

Para tener una mejor comprensión de las mediciones de los parámetros del amplificador de bajo ruido y, su relación con la impedancia de entrada o salida, se modeló el sistema test fixture-amplificador como tres redes de dos puertos conectadas en cascada; en donde, la entrada estará conectada con una fuente de radiofrecuencia (generador de RF) proveniente de la probadora, el cual, tiene una impedancia característica de  $Z_0 = 50\text{ ohms}$ . Por otro lado, la salida estará terminada en una carga asignada por la probadora que, también, tiene una impedancia característica de  $Z_0 = 50\text{ ohms}$ . En esta configuración, el generador de RF en la entrada provee el estímulo de potencia incidente para el amplificador y a su vez, se tiene un puerto de medición paralelo para leer la potencia reflejada; al mismo tiempo, la carga característica de la salida se utiliza para obtener la lectura de la potencia de salida del amplificador.

El arreglo mencionado, es el típico que se utiliza para medir el parámetro  $S_{11}$ , la ganancia de potencia, la potencia de los puntos de intercepción de tercer orden y la figura de ruido. Se debe recordar que, para nuestro análisis, el alcance de la investigación solo involucró la alteración del test fixture, por lo que, ni la probadora ni el propio amplificador de bajo ruido pudieron ser modificados durante la experimentación. A continuación, se muestra el esquema del test fixture-amplificador en la figura 6.1, con sus respectivas ondas de voltaje incidentes o transmitidas (flechas rojas) y, reflejadas (flechas azules).

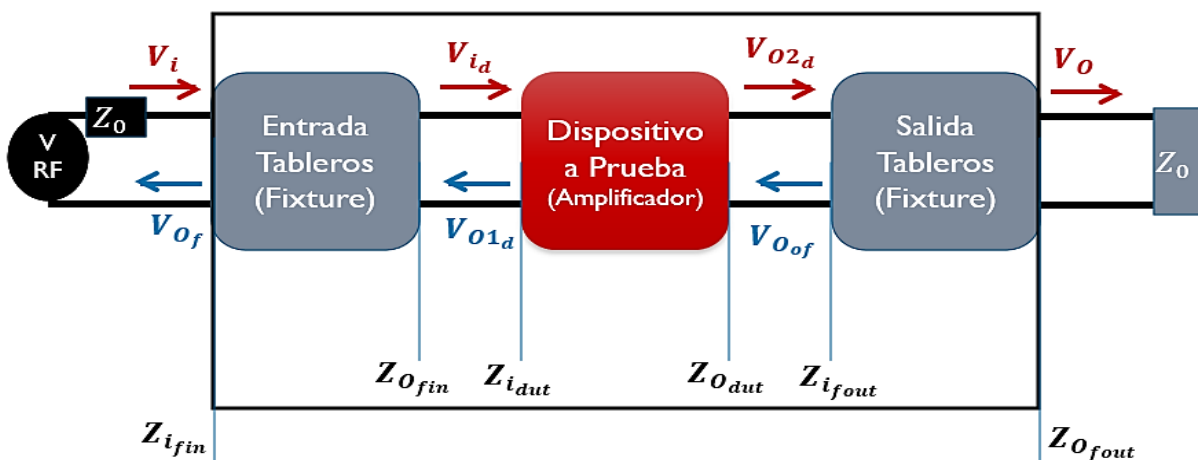


Figura 6.1 - Diagrama de redes modelando test fixture(tableros)-dispositivo.

En donde:

- $V_i$  es la onda de voltaje de RF incidente en la entrada de la red de entrada del test fixture.
- $V_{of} = V_i * S_{11fin} + V_{o1d} * S_{12fin}$  y, es la onda de voltaje reflejada en la entrada del test fixture.
- $V_{id} = V_i * S_{21fin}$  y, es la onda de voltaje incidente en la entrada del amplificador a prueba.
- $S_{11fin}$  es el parámetro  $S_{11}$  de la red de entrada del test fixture.
- $S_{12fin}$  es el parámetro  $S_{12}$  de la red de entrada del test fixture.
- $S_{21fin}$  es el parámetro  $S_{21}$  de la red de entrada del test fixture.
- $V_{o1d} = V_{id} * S_{11d}$  y, es la onda de voltaje reflejada en la entrada del amplificador de bajo ruido a prueba (se desprecia la aportación de  $S_{12}$  dado a que, el amplificador, es unidireccional).
- $V_{o2d} = V_{id} * S_{21d}$  y, es la onda de voltaje transmitida a la salida del amplificador de bajo ruido a prueba.
- $S_{11d}$  es el parámetro  $S_{11}$  del amplificador de bajo ruido a probar.
- $S_{21d}$  es el parámetro  $S_{21}$  del amplificador de bajo ruido a probar.
- $V_{of} = V_{o2d} * S_{11fout}$  y, es la onda de voltaje reflejada en la entrada de la red de salida del test fixture.
- $V_o = V_{o2d} * S_{21fout}$  y, es la onda de voltaje transmitida a la salida de la red de salida del test fixture o bien, onda de voltaje de salida del test fixture.
- $S_{11fout}$  es el parámetro  $S_{11}$  de la red de salida del test fixture.
- $S_{21fout}$  es el parámetro  $S_{21}$  de la red de salida del test fixture.
- $Z_0$  es la impedancia característica de 50 ohm.
- $V_{RF}$  es el voltaje efectivo (o, RMS) de radiofrecuencia del generador de la probadora.
- $Z_{ifin}$  es la impedancia de entrada de la red de entrada del test fixture.
- $Z_{ofin}$  es la impedancia de salida de la red de entrada del test fixture.
- $Z_{idut}$  es la impedancia de entrada del amplificador de bajo ruido a prueba.
- $Z_{odut}$  es la impedancia de salida del amplificador de bajo ruido a prueba.
- $Z_{ifout}$  es la impedancia de entrada de la red de salida del test fixture.
- $Z_{ofout}$  es la impedancia de salida de la red de salida del test fixture.

## 6.2 Ganancia de potencia calculada por la probadora en función de la impedancia

Para obtener un modelo matemático de la ganancia de potencia calculada por la probadora en base a las expresiones mostradas en nuestro diagrama de redes en cascada (figura 6.1), primero, debemos de analizar las cosas desde el punto de vista de la probadora. Debe tenerse en cuenta que, esta, solo puede medir las señales  $V_i, V_o$  y  $V_{of}$ , o bien, sus versiones en potencia; por lo que, desconocerá el valor de todas las señales internas en el sistema test fixture-amplificador, entonces, entre más ideal sea el test fixture físicamente, más se aproximará al caso ideal hipotético en que el amplificador de bajo ruido está directamente conectado a los puertos de la probadora (es decir, el test fixture es transparente).

Sabemos que, para la probadora, la ganancia de la potencia en decibeles está dada por la ecuación  $G_{PdB} = P_{salida-dBm} - P_{entrada-dBm}$ , lo cual, si lo traducimos a su versión lineal en voltaje para homogenizar el análisis con las ondas del diagrama, resultará que, la ganancia de voltaje medida y calculada por la probadora será  $G_{V_{cal}} = S_{21_{cal}} = \frac{V_o}{V_i}$ . Ahora, como la ganancia de voltaje física del amplificador está dada por  $S_{21_d} = \frac{V_{o2d}}{V_{i_d}}$ , debemos encontrar una ecuación que relacione  $G_{V_{cal}}$  y  $S_{21_d}$ .

La ganancia de voltaje calculada por la probadora es:

$$S_{21_{cal}} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(V_{o2d}) * S_{21_{fout}}}{V_i} = \frac{(V_{i_d} * S_{21_d}) * S_{21_{fout}}}{V_i}$$

Lo cual, después de cancelar ciertos términos utilizando expresiones anteriores, es:

$$S_{21_{cal}} = S_{21_d} S_{21_{fin}} S_{21_{fout}}$$

Esta ecuación, nos permitirá relacionar primero el  $S_{21}$  con el  $S_{11}$  y luego, este último, con la impedancia. Para conseguirlo, comenzamos por considerar la red de entrada y salida del test fixture como líneas de transmisión con muy poca pérdida de potencia por disipación; lo cual, nos permitirá utilizar la relación de conservación de la energía [6], y con esto, podremos establecer que:

$$S_{11_{fin}}^2 + S_{21_{fin}}^2 \approx 1 \rightarrow S_{21_{fin}} \approx \sqrt{1 - S_{11_{fin}}^2}$$

$$S_{11_{fout}}^2 + S_{21_{fout}}^2 \approx 1 \rightarrow S_{21_{fout}} \approx \sqrt{1 - S_{11_{fout}}^2}$$

Aplicando lo anterior a la ganancia de voltaje calculada por la probadora, obtendremos la expresión:

$$S_{21_{cal}} = S_{21_d} \sqrt{1 - S_{11_{fin}}^2} \sqrt{1 - S_{11_{fout}}^2}$$

Ahora, sabiendo que la ganancia de potencia lineal es  $G_{P_{cal}} = S_{21_{cal}}^2$ , la expresión para esta será:

$$G_{Pcal} = S_{21d}^2 (1 - S_{11fin}^2) (1 - S_{11fout}^2)$$

Debe tenerse en cuenta que,  $G_{Pcal}$ ,  $S_{21cal}$ ,  $S_{11fin}$  y  $S_{11fout}$ , son números complejos. Y que,  $S_{11fin} = \frac{Z_{ifin} - Z_0}{Z_{ifin} + Z_0}$  y  $S_{11fout} = \frac{Z_{ifout} - Z_0}{Z_{ifout} + Z_0}$  [6], por lo que, la expresión para la ganancia de potencia en función de las impedancias de entrada de la red de entrada y salida del test fixture será:

$$G_{Pcal} = S_{21d}^2 \left[ 1 - \left( \frac{Z_{ifin} - Z_0}{Z_{ifin} + Z_0} \right)^2 \right] \left[ 1 - \left( \frac{Z_{ifout} - Z_{0dut}}{Z_{ifout} + Z_{0dut}} \right)^2 \right]$$

Ahora, si consideramos que la impedancia de entrada de la red de salida del test fixture es muy parecida a la impedancia de salida del amplificador de bajo ruido a probar, es decir, que están acopladas y  $Z_{ifout} \approx Z_{0dut}$ ; entonces, tendremos que la expresión anterior se simplifica a:

$$G_{Pcal} = S_{21d}^2 \left[ 1 - \left( \frac{Z_{ifin} - Z_0}{Z_{ifin} + Z_0} \right)^2 \right]$$

Después, si expresamos la impedancia de entrada como la suma de sus componentes real “ $x_1$ ” e imaginaria “ $y_i$ ”,  $Z_{ifin} = x_1 + jy_i$ , en forma rectangular, y, a su vez, consideramos que la ganancia física del amplificador  $S_{21d}^2$  es puramente real y resolvemos el cuadrado separando la parte real e imaginaria; obtendremos, **la magnitud de la ganancia de potencia lineal** calculada en función de las componentes de la impedancia de entrada del test fixture como:

$$|G_{Pcal}| = |S_{21d}^2| \left[ \frac{4Z_0 \sqrt{x_1^2 + y_1^2}}{x_1^2 + 2x_1Z_0 + y_1^2 + Z_0^2} \right]$$

Ahora, al multiplicar la expresión anterior por el coseno cuadrado resultante de las componentes de la impedancia de entrada,  $\text{Cos}^2\theta = \frac{x_1^2}{x_1^2 + y_1^2}$ , obtendremos la expresión de la **magnitud de la componente real de la ganancia de potencia lineal**:

$$|G_{PcalR}| = |S_{21d}^2| \left[ \frac{4Z_0 \sqrt{x_1^2 + y_1^2}}{x_1^2 + 2x_1Z_0 + y_1^2 + Z_0^2} \right] \left[ \frac{x_1^2}{x_1^2 + y_1^2} \right]$$

Esta, nos dice que  $|G_{PcalR}| = |S_{21d}^2|$  cuando  $Z_{ifin} = x_1 = Z_0 = 50 \text{ ohms}$  y, la magnitud tenderá a cero conforme  $x_1 \rightarrow 0$  y  $y_1 \rightarrow \infty$ . La comparación de resultados de este modelo con los de la probadora, podrá encontrarse en la tabla 6.5. Paralelamente a este análisis de la ganancia, se pueden ejecutar estudios similares para obtener expresiones de los parámetros restantes que se miden en el amplificador de bajo ruido, en función de las impedancias de entrada y salida.

### **6.3 Procedimiento del experimento de impedancia**

Con el fin de reproducir los efectos negativos sobre las mediciones, como resultado del cambio indeseable en la impedancia del sistema test fixture-amplificador de bajo ruido, se diseñó un experimento en el que se varió la impedancia en cuatro puntos; desde el caso casi ideal, hasta el peor caso posible en el equipo. Dado a que, el cambio de impedancia es muy difícil de controlar, lo que se realizó para obtener los puntos mencionados fue el aflojar el conector entre el cable de radiofrecuencia y el test fixture (ya sea en la entrada o en la salida), para simular el daño/desconexión por vibración del equipo en producción, por lo que, este se aflojó desde el estado en donde está correctamente acoplado hasta el punto en que está desconectado.

Dicho esto, el procedimiento del experimento se dividió en las siguientes etapas y pasos:

#### **Etapas 1) Preparación del equipo en condiciones casi ideales:**

- Se verificó que los conectores estuvieran correctamente apretados con llave de torque calibrada.
- Se colocó el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la banda 3 en contactor y, se utilizó un sujetador de piezas para mantenerlo estático.
- Se realizó la calibración de pérdidas del sistema test fixture-amplificador de bajo ruido.
- Se corrió 100 veces la rutina de prueba (tres segundos de espera entre cada corrida) sobre el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la banda 3, para recopilar los datos de los parámetros y la impedancia inicial como punto de referencia.

#### **Etapas 2) Cambio en la impedancia de entrada del test fixture:**

- Se parte de las condiciones casi ideales.
- Con la llave de torque anteriormente utilizada, se dieron tres giros hacia la salida en la rosca del conector que ensambla el puerto de la probadora y la entrada del test fixture.
- Se corrió 100 veces la rutina de prueba (tres segundos de espera entre cada corrida) sobre el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la banda 3, para recopilar los datos de los parámetros y la nueva impedancia con el cambio realizado.
- Se repitió este procedimiento hasta obtener cuatro cambios.

#### **Etapas 3) Cambio en la impedancia de salida del test fixture:**

- Se parte de las condiciones casi ideales.
- Con la llave de torque anteriormente utilizada, se dieron tres giros hacia la salida en la rosca del conector que ensambla el puerto de la probadora y la salida del test fixture.
- Se corrió 100 veces la rutina de prueba (tres segundos de espera entre cada corrida) sobre el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la banda 3, para recopilar los datos de los parámetros y la nueva impedancia con el cambio realizado.
- Se repitió este procedimiento hasta obtener cuatro cambios.

## 6.4 Resultados del experimento de impedancia

Durante la experimentación, se pudo observar que, conforme se iba aflojando el conector, la componente real de la impedancia comenzaba a disminuir mientras que la imaginaria aumentaba (se hace más positiva), hasta que, en el peor de los casos, era prácticamente imaginaria en su totalidad. También, proporcionalmente a este comportamiento en la impedancia, las mediciones iban empeorando cada vez más, en donde, ciertos parámetros cambiaban más si la variación de la impedancia era en la entrada o, en la salida del sistema test fixture-amplificador.

Para la etapa 2, los valores de la impedancia de entrada en los cuatro puntos muestreados fueron:

- Impedancia de entrada del amplificador a probar = 29.72 - 9.01j ohms.
- Impedancia nominal de entrada de test fixture en condiciones casi ideales = 50 ohms.
- Cambio 1 en impedancia de entrada de test fixture = 43.81 -2.89j ohms.
- Cambio 2 en impedancia de entrada de test fixture = 37.92 -3.44j ohms.
- Cambio 3 en impedancia de entrada de test fixture = 32.97 -2.47j ohms.
- Cambio 4 en impedancia de entrada de test fixture = 3.43 +56.61j ohms.

En donde, “j” es la unidad imaginaria equivalente a la raíz cuadrada de -1,  $j = \sqrt{-1}$ . A continuación, se muestran las tablas 6.1-6.4 que, resumen los cambios en los promedios y en la desviación estándar de los parámetros probados en el amplificador, conforme la impedancia de entrada se va degradando. Los parámetros estarán ordenados del mayor cambio porcentual del promedio al menor:

Impedancia nominal de entrada de 50 ohms				Entrada - Cambio 1 (43.81 -2.89j ohms)				
Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Magnitud de $S_{11}$	razón	0.2769	0.0002	0.2863	0.0003	3.40%	53.27%	112.7096
Potencia de IIP3	mW	0.3754	0.0219	0.3837	0.0228	2.20%	4.48%	4.4735
Factor de ruido	razón	1.8380	0.0147	1.8664	0.0135	1.54%	8.53%	6.9649
Ganancia de potencia	razón	20.9286	0.0152	20.6623	0.0146	1.27%	3.35%	148.7670
Potencia de OIP3	mW	3.3644	0.1959	3.4029	0.2023	1.14%	3.29%	4.4687
Magnitud de $S_{22}$	razón	0.1717	0.0003	0.1708	0.0003	0.51%	3.56%	178.6439
Corriente quiescente	mA	4.1078	0.0023	4.1075	0.0021	0.01%	8.89%	97.0792

Tabla 6.1 - Comparación de impedancia nominal con primer cambio en la entrada. La unidad “razón” es del tipo sin dimensiones.

Impedancia nominal de entrada de 50 ohms				Entrada - Cambio 2 (37.92 -3.44j ohms)				
Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Magnitud de $S_{11}$	razón	0.2769	0.0002	0.3115	0.0002	12.52%	1.30%	132.0111
Ganancia de potencia	razón	20.9286	0.0152	20.2252	0.0129	3.36%	15.16%	158.1345
Potencia de IIP3	mW	0.3754	0.0219	0.3857	0.0240	2.74%	9.91%	4.2804
Magnitud de $S_{22}$	razón	0.1717	0.0003	0.1690	0.0003	1.56%	6.42%	171.9596
Factor de ruido	razón	1.8380	0.0147	1.8576	0.0149	1.07%	1.48%	6.0826
Potencia de OIP3	mW	3.3644	0.1959	3.3556	0.2087	0.26%	6.56%	4.2560
Corriente quiescente	mA	4.1078	0.0023	4.1069	0.0022	0.02%	3.87%	91.9155

Tabla 6.2 - Comparación de impedancia nominal con segundo cambio en la entrada.

Impedancia nominal de entrada de 50 ohms				Entrada - Cambio 3 (32.97 -2.47j ohms)				
Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Magnitud de $S_{11}$	razón	0.2769	0.0002	0.3459	0.0002	24.92%	0.53%	80.2699
Ganancia de potencia	razón	20.9286	0.0152	19.5134	0.0208	6.76%	37.14%	86.4114
Potencia de IIP3	mW	0.3754	0.0219	0.3933	0.0289	4.76%	32.16%	3.6054
Magnitud de $S_{22}$	razón	0.1717	0.0003	0.1658	0.0003	3.46%	10.61%	200.7147
Factor de ruido	razón	1.8380	0.0147	1.8834	0.0189	2.47%	28.10%	5.2741
Potencia de OIP3	mW	3.3644	0.1959	3.3091	0.2427	1.65%	23.91%	3.5961
Corriente quiescente	mA	4.1078	0.0023	4.1040	0.0022	0.09%	2.01%	89.7433

Tabla 6.3 - Comparación de impedancia nominal con tercer cambio en la entrada.

Impedancia nominal de entrada de 50 ohms				Entrada - Cambio 4 (3.43 +56.61j ohms)				
Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Factor de ruido	razón	1.8380	0.0147	6832.51	27855.41	371636%	189148888%	-0.0817
Magnitud de $S_{11}$	razón	0.2769	0.0002	0.9815	0.0003	254.49%	41.16%	-638.4015
Potencia de OIP3	mW	3.3644	0.1959	0.0004	0.0002	99.99%	99.88%	-1018.1420
Ganancia de potencia	razón	20.9286	0.0152	0.0090	0.0002	99.96%	98.81%	-26138.68
Potencia de IIP3	mW	0.3754	0.0219	0.0958	0.0570	74.48%	160.87%	0.1093
Magnitud de $S_{22}$	razón	0.1717	0.0003	0.0974	0.0003	43.31%	9.59%	94.8257
Corriente Quiescente	mA	4.1078	0.0023	4.1064	0.0026	0.03%	13.80%	77.5898

Tabla 6.4 - Comparación de impedancia nominal con cuarto cambio en la entrada.

En estas tablas, puede comprobarse que los promedios se van moviendo conforme la impedancia va siendo modificada, y, en gran parte de los casos, la desviación estándar tiende a aumentar con una peor impedancia de entrada. Este comportamiento en las mediciones hace que, el Cpk, se empeore al punto de que ciertos parámetros tendrán su promedio de distribución fuera de la especificación y, jamás serán capaces de producir una medición dentro de los límites. Sin embargo, también debe observarse que, esto, aplica únicamente para las pruebas de radiofrecuencia relacionadas con la potencia incidente en la entrada del amplificador; puesto que, la corriente quiescente y el  $S_{22}$ , no varían demasiado al modificar la impedancia de entrada.

Lo anterior, puede apreciarse mejor si graficamos el comportamiento de los parámetros en función de las distintas impedancias obtenidas en la entrada. A continuación, en las figuras 6.2-6.5, se muestran los gráficos de los parámetros que fueron drásticamente afectados al empeorar la impedancia de entrada del sistema test fixture-amplificador; los cuales, fueron la ganancia de potencia, la magnitud del  $S_{11}$ , el factor de ruido y, las potencias de entrada y salida del punto de intercepción de tercer orden (IP3):

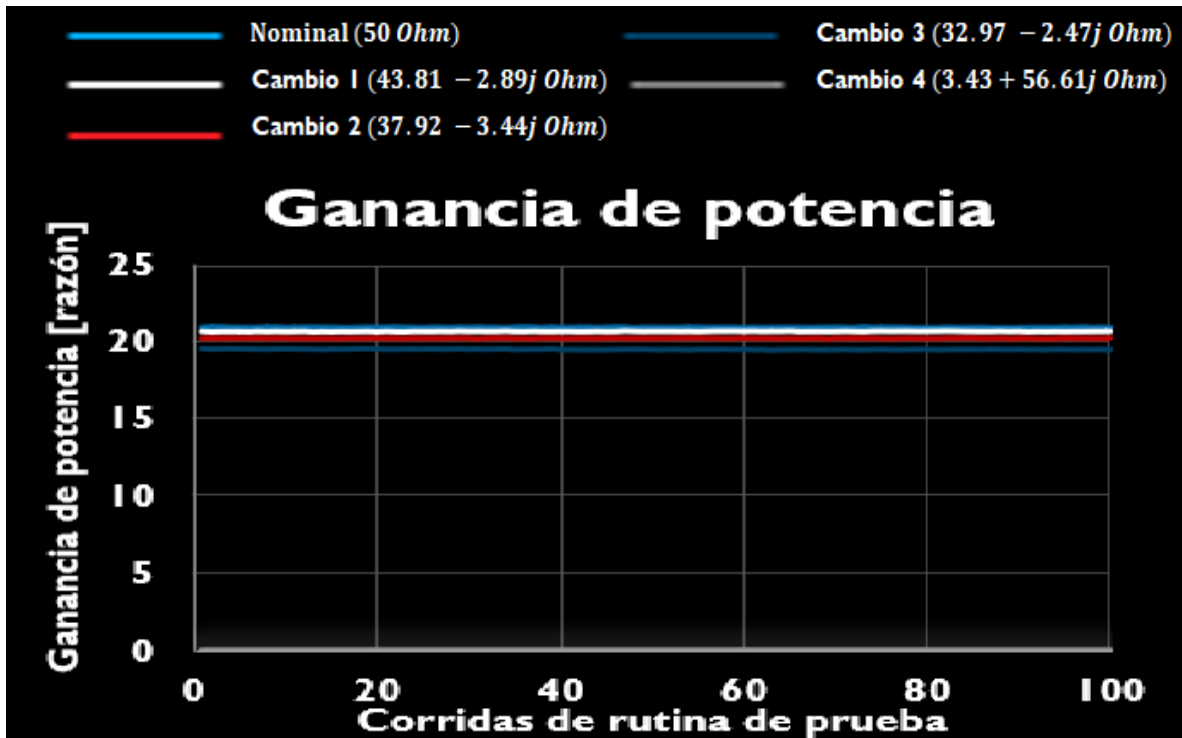


Figura 6.2 - Valor de la ganancia de potencia con respecto a las distintas impedancias de entrada.

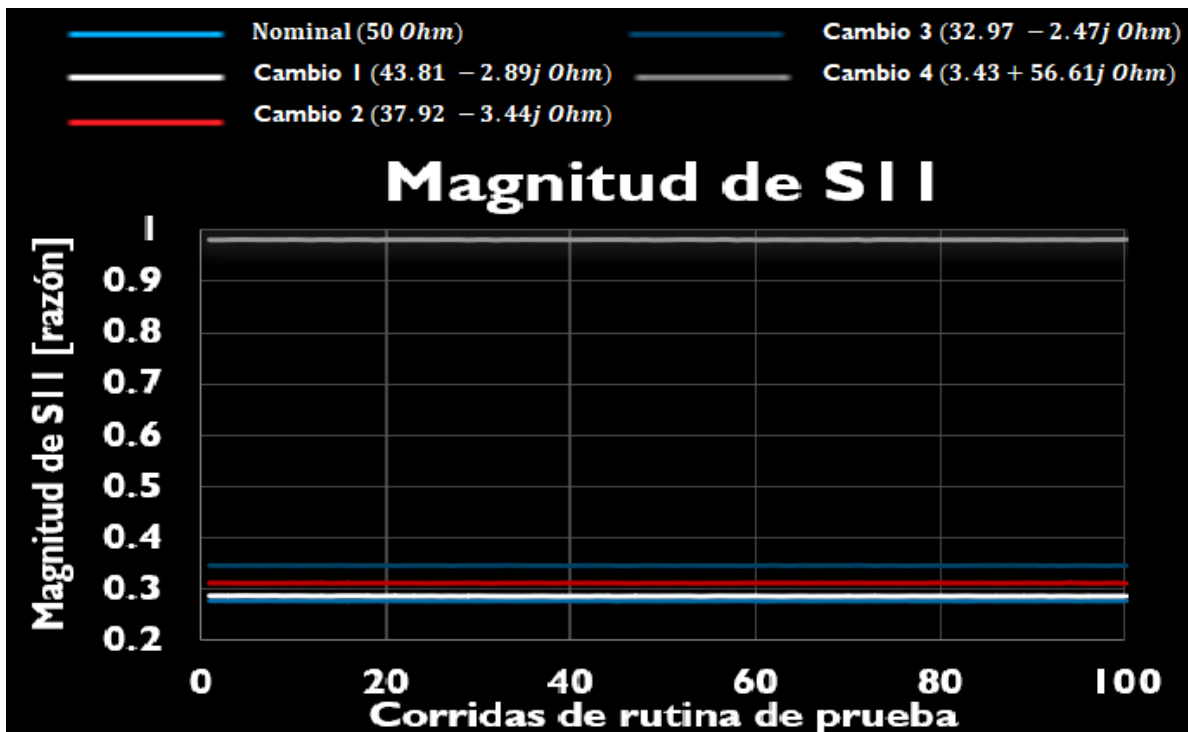


Figura 6.3 - Valor de la magnitud del  $S_{11}$  con respecto a las distintas impedancias de entrada.

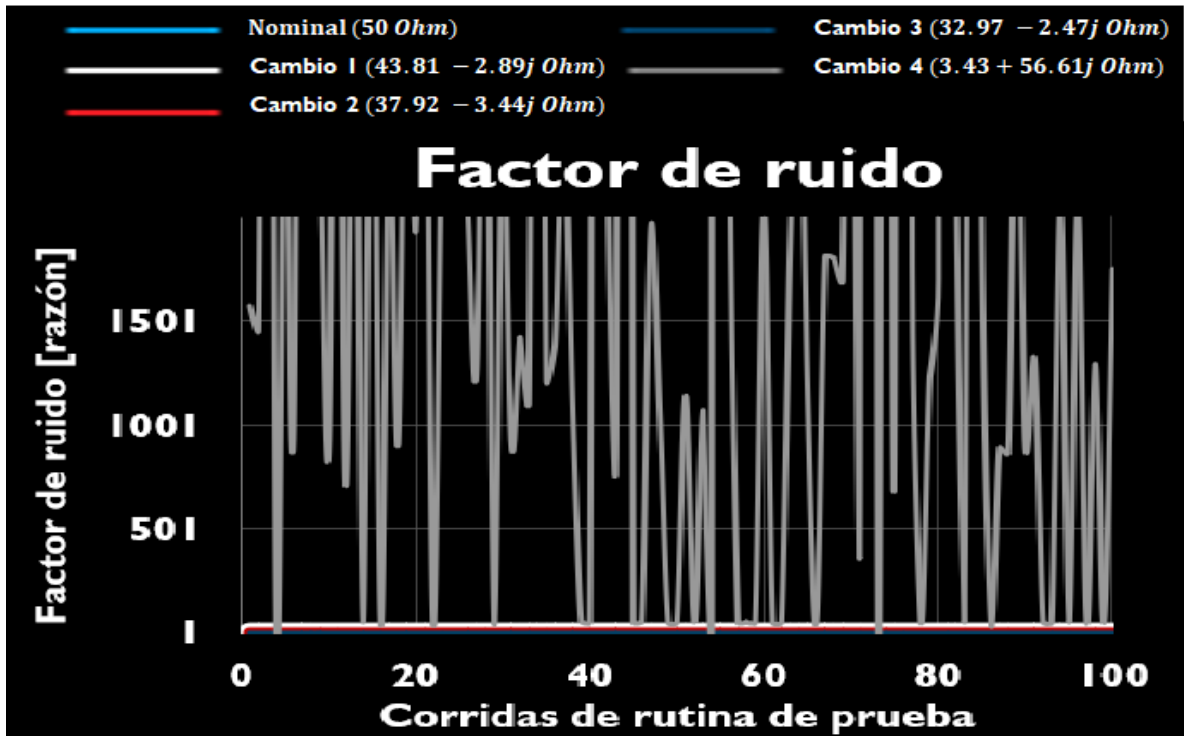


Figura 6.4 - Valor del factor de ruido con respecto a las distintas impedancias de entrada.

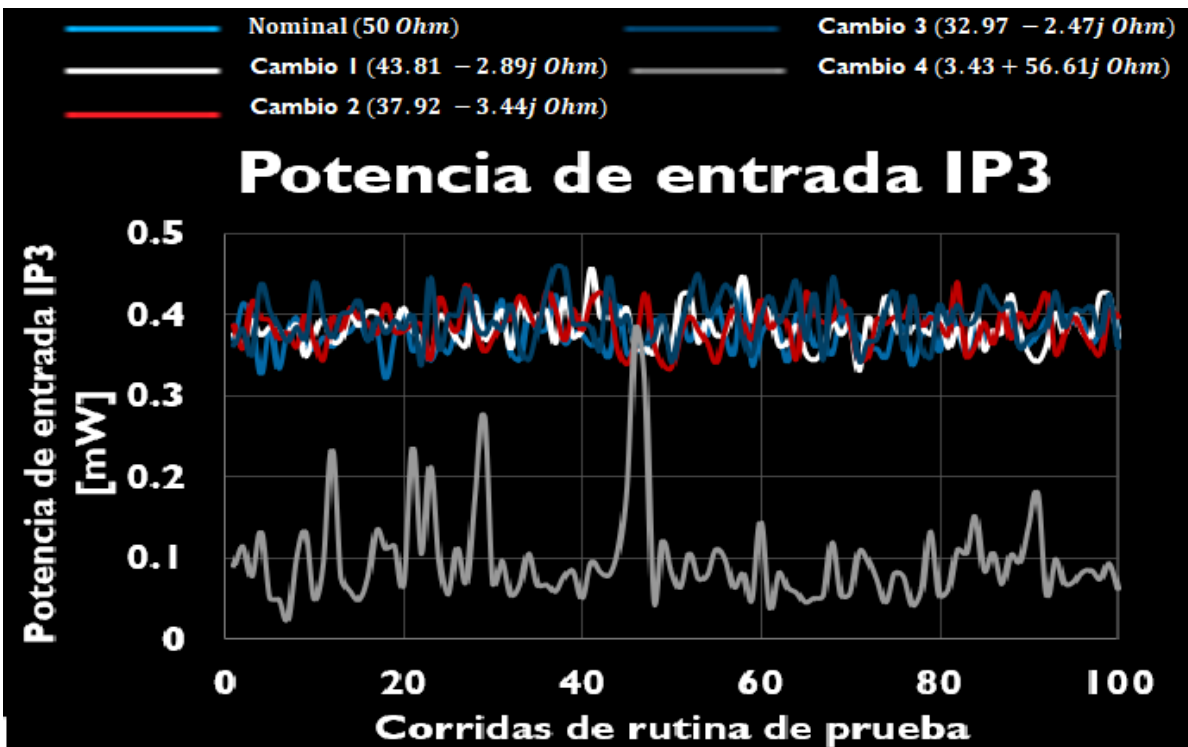


Figura 6.5 - Valor de la potencia de entrada de IP3 con respecto a las distintas impedancias de entrada.

Por otro lado, los parámetros que no cambiaron drásticamente fueron la corriente quiescente y la magnitud del  $S_{22}$ , como se puede observar en las figuras 6.6 y 6.7:

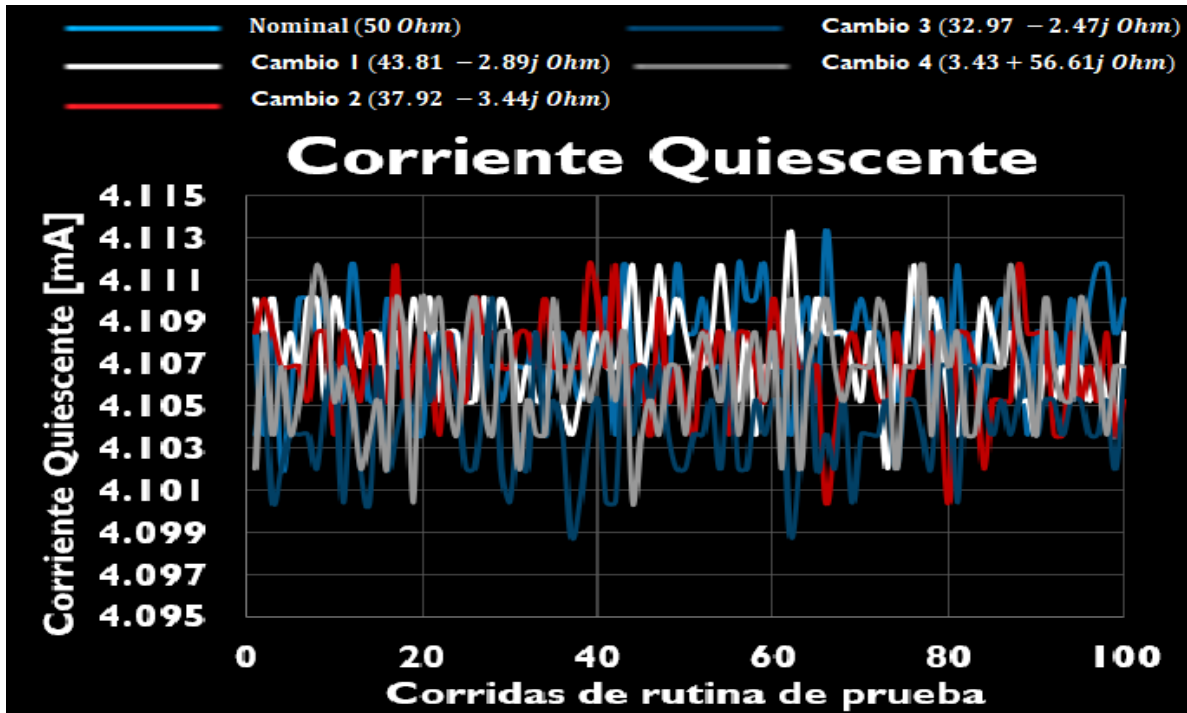


Figura 6.6 - Valor de la corriente quiescente con respecto a las distintas impedancias de entrada.

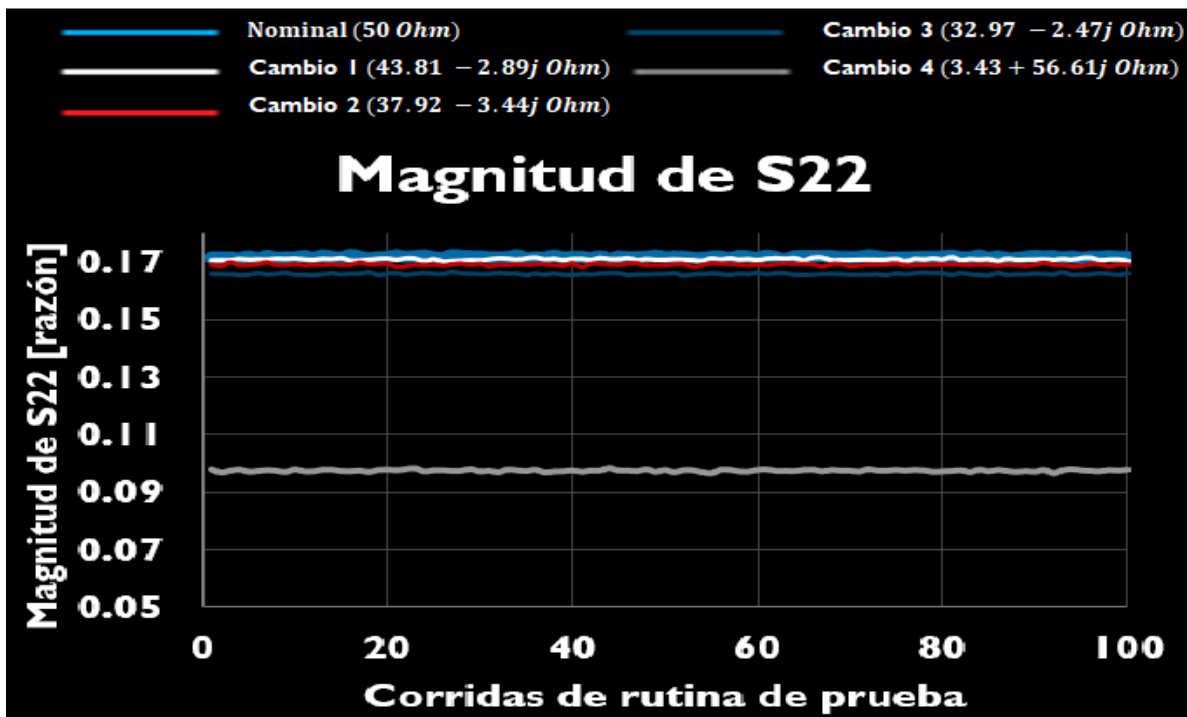


Figura 6.7 - Valor de la magnitud del  $S_{22}$  con respecto a las distintas impedancias de entrada.

Para comparar los resultados obtenidos físicamente en la probadora con los que, brinda el modelo matemático generado anteriormente en función de la impedancia de entrada, se realizó la tabla 6.5; en donde, se puede apreciar que la ganancia calculada por este y la de la probadora, son muy similares. Naturalmente, la ganancia de esta última es un poco menor que lo calculado matemáticamente, dado a que, existen diversas pérdidas menores o no contempladas en las líneas de transmisión. Sin embargo, aun así, los datos son muy próximos a lo predicho y, nos indican la tendencia de la ganancia a disminuir conforme la parte real de la impedancia de entrada va decreciendo puesto que, el desacoplamiento entre entrada y fuente se va incrementando.

Casos de impedancia	Impedancia de entrada del test fixture [ohms]	Impedancia de fuente de radiofrecuencia [ohms]	Magnitud de componente real de ganancia de potencia calculada por modelo matemático [razón]	Ganancia medida por probadora [razón]
Nominal (ideal)	50	50	20.928	20.928
Cambio 1	43.81 -2.89j	50	20.773	20.662
Cambio 2	37.92 -3.44j	50	20.419	20.225
Cambio 3	32.97 -2.47j	50	19.9736	19.513
Cambio 4	3.43 +56.61j	50	0.143	0.009

Tabla 6.5 - Comparación de ganancia real para modelo matemático y probadora.

Para la etapa 3 del experimento de impedancia, los valores de la impedancia de salida del test fixture en los cuatro puntos muestreados fueron:

- Impedancia de salida del amplificador a probar =  $35.58 + 2.872j$  ohms.
- Impedancia nominal de salida de test fixture en condiciones casi ideales = 50 ohms.
- Cambio 1 en impedancia de salida de test fixture =  $44.06 + 1.462j$  ohms.
- Cambio 2 en impedancia de salida de test fixture =  $37.55 + 4.3459j$  ohms.
- Cambio 3 en impedancia de salida de test fixture =  $33.03 + 7.19j$  ohms.
- Cambio 4 en impedancia de salida de test fixture =  $3.011 + 70.67j$  ohms.

Similarmente al análisis anterior, para este caso, se muestran las tablas 6.6-6.9 que, resumen los cambios en los promedios y en la desviación estándar de los parámetros probados en el amplificador, siendo ordenados de mayor cambio de promedio a menor, para cada caso:

Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Impedancia nominal de salida de 50 ohms				Salida - Cambio 1 ( $44.06 + 1.462j$ ohms)			
	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Magnitud de $S_{22}$	razón	0.1717	0.0003	0.1836	0.0003	6.90%	5.19%	179.6133
Potencia de OIP3	mW	3.3644	0.1959	3.4058	0.2209	1.23%	12.77%	4.0973
Potencia de IIP3	mW	0.3754	0.0219	0.3781	0.0245	0.70%	12.20%	4.0891
Factor de ruido	razón	1.8380	0.0147	1.8464	0.0175	0.46%	18.54%	4.9937
Magnitud de $S_{11}$	razón	0.2769	0.0002	0.2757	0.0002	0.43%	10.20%	171.6114
Ganancia de potencia	razón	20.9286	0.0152	20.8746	0.0151	0.26%	0.13%	148.6441
Corriente Quiescente	mA	4.1078	0.0023	4.1033	0.0022	0.11%	4.81%	92.2821

Tabla 6.6 - Comparación de impedancia nominal con primer cambio en la salida.

Impedancia nominal de salida de 50 ohms				Salida - Cambio 2 (37.55 +4.3459j ohms)				
Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Magnitud de $S_{22}$	razón	0.1717	0.0003	0.2282	0.0003	32.92%	11.90%	124.7941
Ganancia de potencia	razón	20.9286	0.0152	20.4427	0.0146	2.32%	3.93%	144.6242
Magnitud de $S_{11}$	razón	0.2769	0.0002	0.2722	0.0002	1.70%	4.89%	185.4935
Potencia de OIP3	mW	3.3644	0.1959	3.3290	0.2301	1.05%	17.45%	3.8225
Factor de ruido	razón	1.8380	0.0147	1.8551	0.0310	0.93%	110.74%	2.9026
Potencia de IIP3	mW	0.3754	0.0219	0.3781	0.0261	0.70%	19.37%	3.8431
Corriente Quiescente	mA	4.1078	0.0023	4.1038	0.0024	0.10%	4.48%	84.1376

Tabla 6.7 - Comparación de impedancia nominal con segundo cambio en la salida.

Impedancia nominal de salida de 50 ohms				Salida - Cambio 3 (33.03 +7.19j ohms)				
Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Magnitud de $S_{22}$	razón	0.1717	0.0003	0.2799	0.0003	62.99%	8.67%	76.0869
Ganancia de potencia	razón	20.9286	0.0152	19.8122	0.0166	5.33%	9.45%	114.274
Magnitud de $S_{11}$	razón	0.2769	0.0002	0.2677	0.0002	3.31%	5.38%	191.146
Potencia de OIP3	mW	3.3644	0.1959	3.2745	0.2376	2.67%	21.30%	3.6250
Potencia de IIP3	mW	0.3754	0.0219	0.3854	0.0280	2.66%	27.82%	3.6770
Factor de ruido	razón	1.8380	0.0147	1.8501	0.0150	0.66%	2.19%	5.8747
Corriente Quiescente	mA	4.1078	0.0023	4.0959	0.0023	0.29%	0.30%	86.5001

Tabla 6.8 - Comparación de impedancia nominal con tercer cambio en la salida.

Impedancia nominal de salida de 50 ohms				Salida - Cambio 4 (3.011 +70.67j ohms)				
Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Factor de ruido	razón	1.8380	0.0147	552.5191	1113.78	29960%	7562957%	-0.1646
Magnitud de $S_{22}$	razón	0.1717	0.0003	0.9760	0.0004	468.37%	45.26%	-471.8072
Potencia de OIP3	mW	3.3644	0.1959	0.0001	0.0001	100.00%	99.96%	-3214.727
Ganancia de potencia	razón	20.9286	0.0152	0.0055	0.0001	99.97%	99.08%	-33717
Potencia de IIP3	mW	0.3754	0.0219	0.0648	0.0316	82.74%	44.31%	-0.1302
Magnitud de $S_{11}$	razón	0.2769	0.0002	0.1988	0.0002	28.21%	3.82%	291.0443
Corriente Quiescente	mA	4.1078	0.0023	4.0994	0.0026	0.20%	12.93%	77.2782

Tabla 6.9 - Comparación de impedancia nominal con cuarto cambio en la salida.

Para las tablas anteriores, puede confirmarse también que los promedios se van modificando conforme la impedancia va siendo alterada, y, a su vez, en algunos de los casos, la desviación estándar aumenta con una peor impedancia de salida. Similarmente, debe entenderse que, esto, aplica solamente para las pruebas de radiofrecuencia relacionadas con la potencia de salida del amplificador, como la ganancia de potencia, la magnitud del  $S_{22}$ , el factor de ruido y, las potencias de entrada y salida del punto de intercepción de tercer orden (IP3). De modo que, la corriente quiescente y la magnitud del  $S_{11}$  no varían mucho entre los distintos casos.

A continuación, en las figuras 6.8-6.11, se muestran los gráficos de los parámetros que fueron drásticamente afectados al empeorar la impedancia de salida:

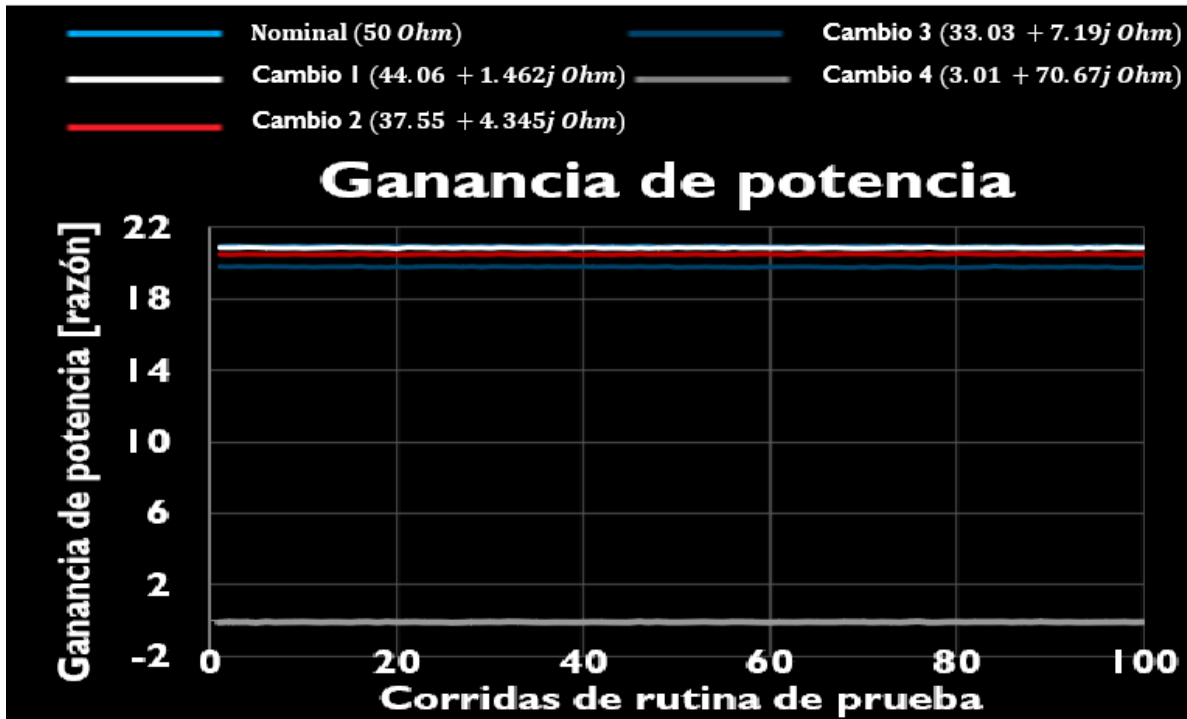


Figura 6.8 - Valor de la ganancia de potencia con respecto a las distintas impedancias de salida.



Figura 6.9 - Valor del S<sub>22</sub> con respecto a las distintas impedancias de salida.

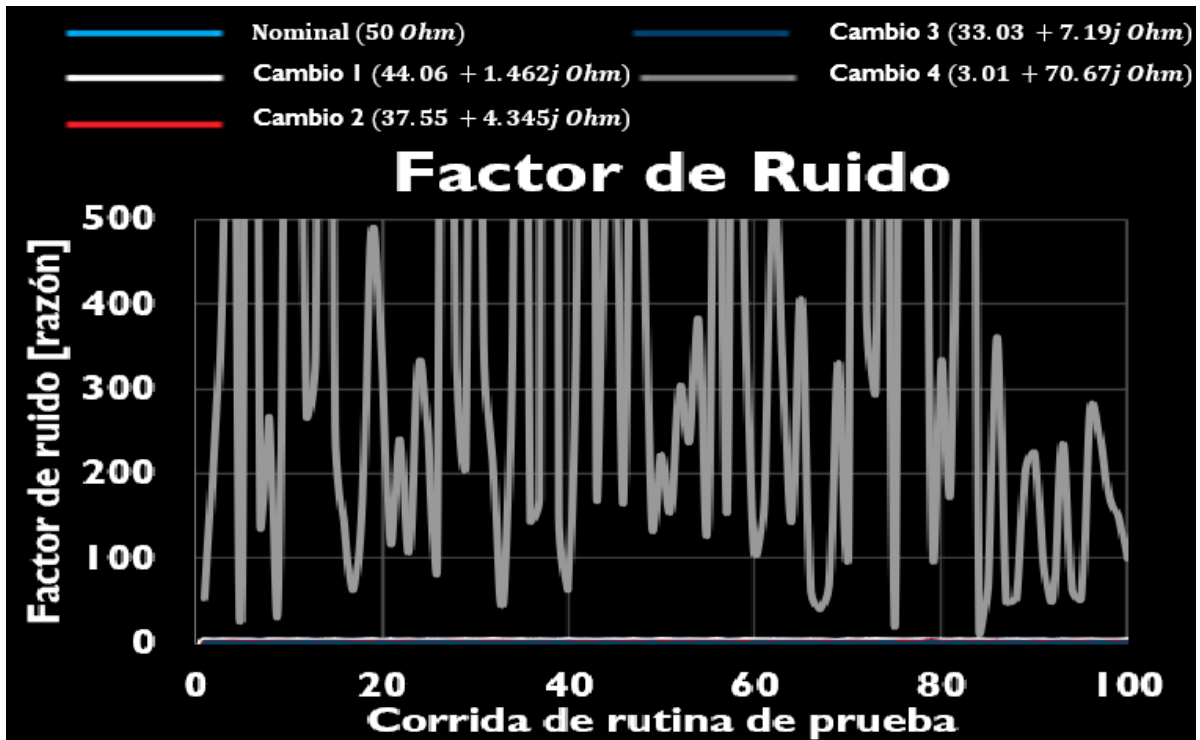


Figura 6.10 - Valor del factor de ruido con respecto a las distintas impedancias de salida.

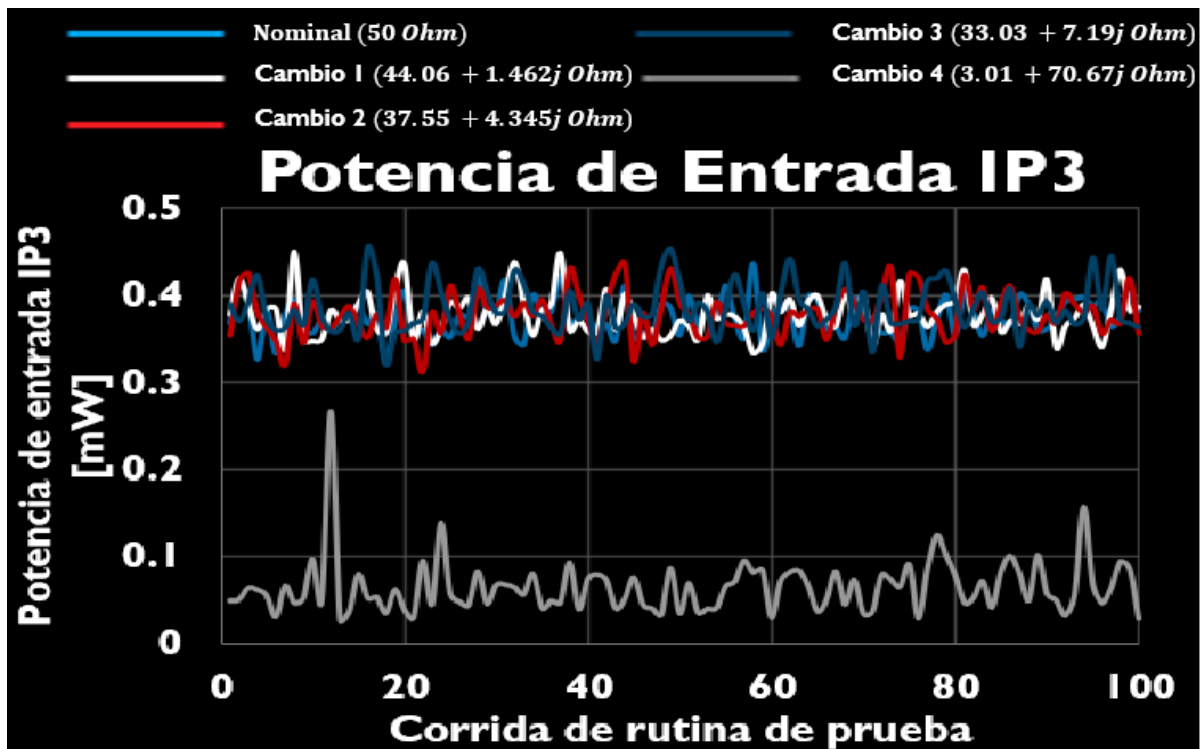


Figura 6.11 - Valor de la potencia de entrada IP3 con respecto a las distintas impedancias de salida.

Por otro lado, en las figuras 6.12 y 6.13, se muestran los parámetros mencionados que no cambiaron drásticamente en los distintos casos de impedancia de salida:

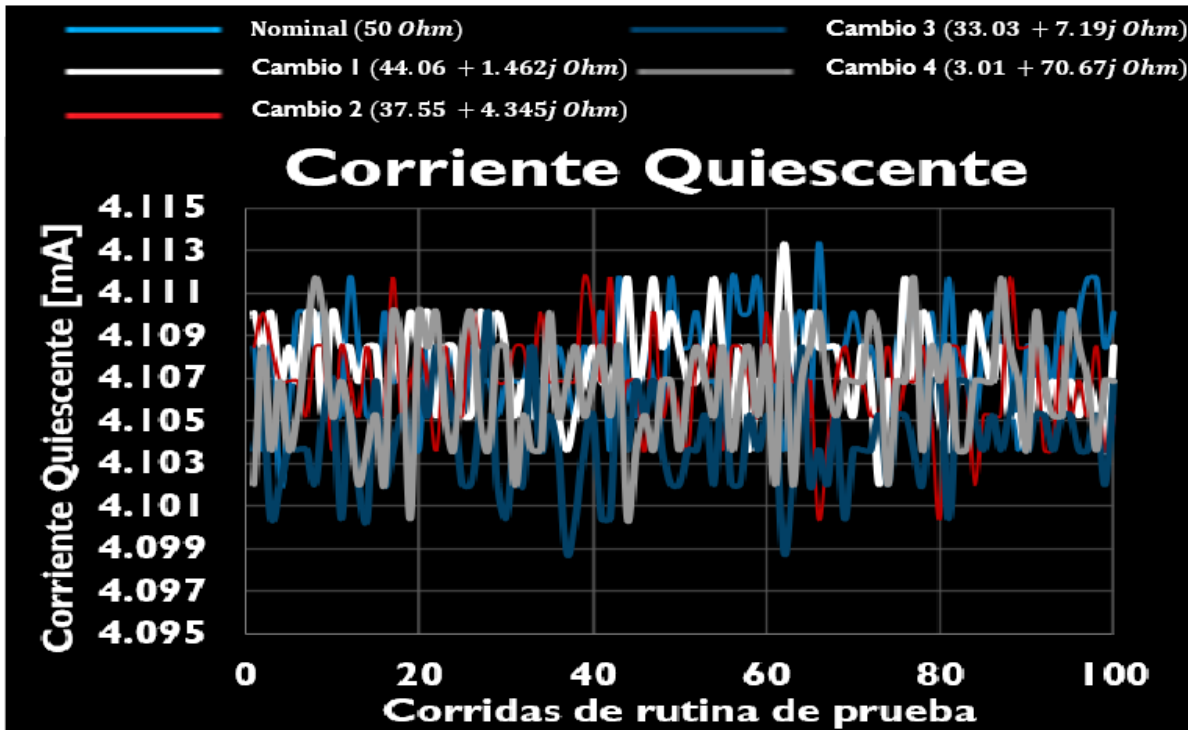


Figura 6.12 - Valor de la corriente quiescente con respecto a las distintas impedancias de salida.

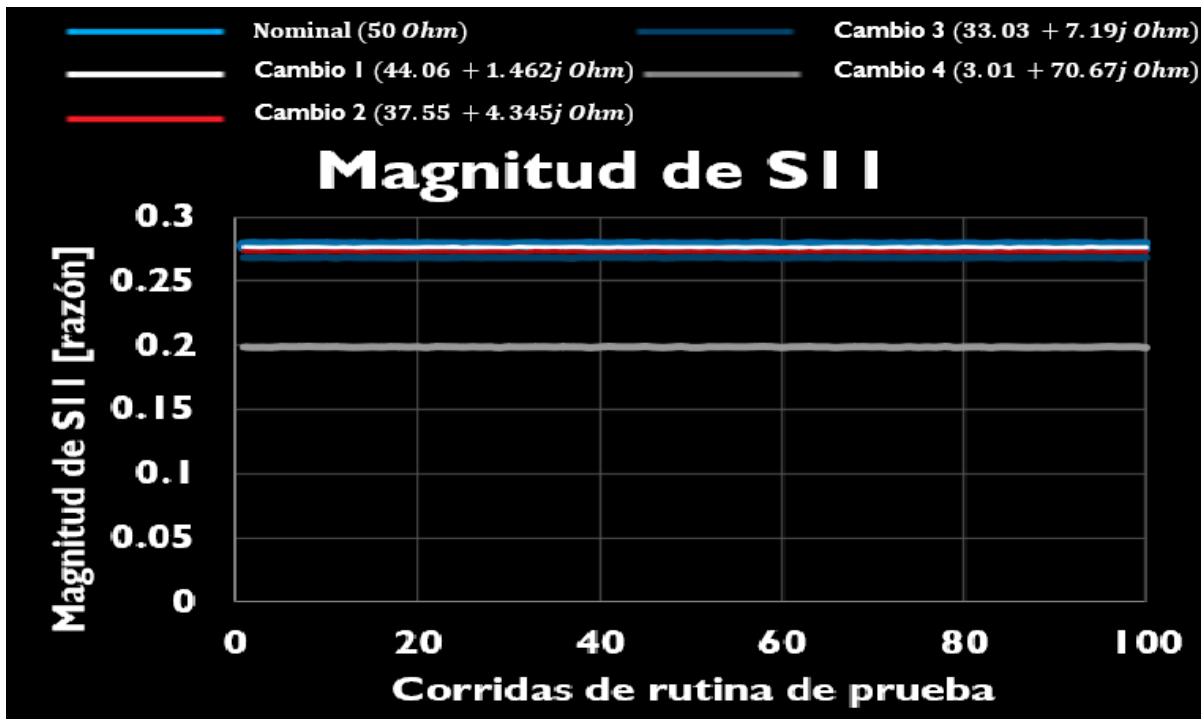


Figura 6.13 - Valor del  $S_{11}$  con respecto a las distintas impedancias de salida.

## 6.5 Conclusiones sobre la prueba de impedancia y solución propuesta

Con los experimentos realizados, en donde, se cambió la impedancia de entrada o de salida del sistema test fixture-amplificador de bajo ruido, podemos concluir los siguientes puntos:

- Entre más pequeña sea la parte real de la impedancia y, mayor sea la imaginaria, independientemente si es en la entrada o la salida del sistema test fixture-amplificador, más drásticamente cambiará la medición de los parámetros de radiofrecuencia dado a que, no habrá un correcto acoplamiento de redes.
- Una vez comience a degradarse la impedancia de entrada, en orden descendente, el  $S_{11}$  y luego, la ganancia de potencia, serán los parámetros que empeoren más; sin embargo, en un caso extremo de impedancia degradada, como la ganancia tenderá a cero (y, a su vez el IIP3 junto con el OIP3), el factor de ruido tenderá a valores muy disparados.
- Una vez comience a degradarse la impedancia de salida, en orden descendente, el  $S_{22}$  y luego, la ganancia de potencia, serán los parámetros que empeoren más; por otro lado, en un caso extremo de impedancia degradada, como la ganancia tenderá a cero (y, a su vez el IIP3 junto con el OIP3), el factor de ruido tenderá a valores muy disparados.
- La corriente quiescente del amplificador no se ve afectada por los cambios de impedancia.

Ahora que, hemos comprobado y entendido como el cambio indeseado en la impedancia puede afectar de gran manera las mediciones de los parámetros, se analizó la viabilidad de poder controlar esto en un ambiente de producción. Y, se llegó a la conclusión de que, debido a que los cambios de impedancia pueden surgir por una gran variedad de problemas, desde suciedad en los contactores hasta un componente dañado en el test fixture, lo más conveniente será monitorear el cambio de la impedancia con respecto al tiempo, utilizando software (como, el programa de prueba).

El monitoreo de la impedancia ya sea en la entrada o salida, se puede realizar en base a los cambios que se presenten en las mediciones de la magnitud del  $S_{11}$  o del  $S_{22}$ , respectivamente, a lo largo del tiempo. Para esto, se propone en el capítulo 9 que el programa de prueba calcule un promedio por separado del valor del  $S_{11}$  y  $S_{22}$  del material que está corriendo cada cierta cantidad de piezas, de forma que, si se detecta que existe una tendencia de decremento o incremento para alguno de estos, significará que ocurre una degradación en el test fixture. Ahora, una vez detectada la tendencia, podrá enviarse una alarma que comunique al personal encargado de reparaciones, con el fin de informar que el equipo requiere mantenimiento en el test fixture antes de que el problema se intensifique.

## 7 Capítulo 7: Experimento de temperatura

Como se mostró en la tabla de los factores influyentes, el aumento en la temperatura del ambiente y, la falta de ventilación en la probadora o el test fixture, son problemas que pueden encontrarse en producción en masa, en donde estos, afectan directamente la variable física de temperatura; la cual, modifica ciertos valores de las mediciones de los parámetros que se prueban a un amplificador de bajo ruido. En el siguiente punto, se explica un experimento que se realizó para evaluar los cambios entre los valores medidos de los parámetros con respecto a la temperatura en que fueron probados.

### 7.1 Procedimiento del experimento de temperatura

Antes de comenzar a describir el experimento, se debe tener muy claro que, únicamente nos limitaremos a incrementar la temperatura en la zona del sistema test fixture-amplificador de bajo ruido, esto, debido a que, el calentamiento intencional de los instrumentos de medición y generadores de la probadora puede ser perjudicial para su vida útil; y, a su vez, dado a que no pueden ser modificados por ser de un equipo diseñado por un proveedor, no podremos aportar algún cambio útil en estos para mitigar el problema. Por otro lado, si pudiéramos hacer las modificaciones pertinentes en el test fixture con el fin de encontrar una solución al problema de temperatura.

Dicho esto, mediante una caja forrada por una capa metálica (jaula de Faraday), se acondicionó el experimento de modo que, con un foco incandescente de 100 Watts, fuera posible calentar y mantener el calor únicamente en la zona del sistema test fixture-amplificador de bajo ruido, sin alterar la temperatura interna de los instrumentos de la probadora. A su vez, mediante un termómetro invasivo, fue posible tomar lecturas de la temperatura sin tener que abrir la jaula de Faraday. A continuación, la figura 7.1 muestra un diagrama esquemático de cómo se preparó físicamente este experimento:

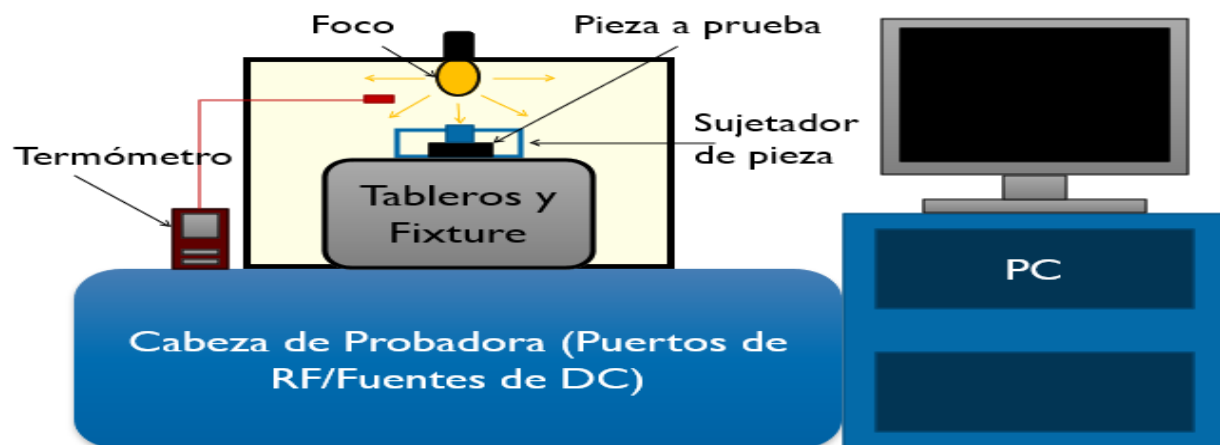


Figura 7.1 - Diagrama para experimento de temperatura.

El procedimiento utilizado durante el experimento fue el siguiente:

**Etapa 1) Preparación del equipo en condiciones casi ideales:**

- Se verificó que el test fixture estuviera en buenas condiciones.
- Se colocó el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la banda 3 en contactor y se utilizó un sujetador de piezas para mantenerlo estático.
- Se colocó jaula de Faraday para encerrar el sistema test fixture-amplificador.
- Se colocó foco incandescente en el punto alto de la jaula de Faraday de forma que, su luz, se distribuyera uniformemente dentro.
- Se verificó que el foco encendiera correctamente, pero, se mantuvo apagado en esta etapa para mantener la temperatura ambiente (25.6°C).
- Se introdujo el sensor invasivo del termómetro para tener lecturas de la temperatura.
- Se realizó la calibración de pérdidas del sistema test fixture-amplificador de bajo ruido.
- Se corrió 100 veces la rutina de prueba (tres segundos de espera entre cada corrida) sobre el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la banda 3, para recopilar los datos de los parámetros en temperatura ambiente.

**Etapa 2) Incremento de temperatura a 30°C y 40°C:**

- Se encendió el foco incandescente y, se esperó a que se alcanzasen los 30°C midiendo con el termómetro invasivo.
- Se mantuvo la temperatura relativamente constante, liberando un hueco en la caja de forma que, el balance entre el calor que sale y el que aporta el foco, mantenían la temperatura a 30°C.
- Se corrió 100 veces la rutina de prueba (tres segundos de espera entre cada corrida) sobre el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la banda 3, para recopilar los datos de los parámetros en 30°C.
- Se cerró el hueco y se esperó a que se alcanzasen los 40°C.
- De nuevo, se mantuvo la temperatura relativamente constante en 40°C liberando un hueco aún más pequeño en la caja, para hacer el balance de calor.
- Se corrió 100 veces la rutina de prueba (tres segundos de espera entre cada corrida) sobre el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la banda 3, para recopilar los datos de los parámetros en 40°C.

**Etapa 3) Decremento de temperatura desde 42°C a 26°C:**

- Se encendió el foco incandescente y se cerraron todos los huecos hasta alcanzar una temperatura de 42°C.
- Se abrió un hueco en la caja para que saliera el calor de esta y, se fuera enfriando el sistema test fixture-amplificador con el paso del tiempo.

- Se corrió “n” veces la rutina de prueba (tres segundos de espera entre cada corrida) sobre el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la banda 3, desde los 42°C hasta los 26°C, con el fin de recopilar los datos de los parámetros y su comportamiento al descender la temperatura.

## 7.2 Resultados del experimento de temperatura

Después de ejecutar el procedimiento del experimento de temperatura, los datos recopilados de las distribuciones de cada parámetro para las temperaturas de 30°C y 40°C, fueron concentrados en las tablas 7.1 y 7.2; la primera, comparando la temperatura ambiente contra los 30°C y la segunda, contra los 40°C. En donde, la tendencia general observada en la mayoría fue que el cambio porcentual de estos se incrementó en función de la temperatura. Para facilitar la apreciación de los datos, los parámetros fueron ordenados de mayor cambio porcentual en el promedio, al menor, en donde, se notó lo siguiente:

- A los 30°C, se incrementó en mayor medida porcentual el promedio de la potencia de entrada de IP3, seguido por la ganancia de potencia. A su vez, la potencia de salida de IP3, la corriente quiescente, el  $S_{22}$  y el  $S_{11}$ , presentaron un cambio no tan representativo, pero, notable.
- A los 40°C, el cambio porcentual de la potencia de entrada de IP3 se incrementó un poco y, seguía siendo el mayor; por otro lado, la corriente quiescente y el  $S_{22}$ , destacaron más que la ganancia, aunque, para todos estos en conjunto con el factor de ruido, se incrementó su porcentaje de cambio.
- La desviación estándar parece tener un cambio porcentual no relacionado directamente con la temperatura puesto que, ha resultado menor o mayor, sin tendencia en ambas temperaturas para diferentes parámetros medidos.

Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Temperatura ambiente (25.6°C)					Temperatura 30°C				
	Lim. inf.	Lim. sup.	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Potencia de IIP3	0.07	0.7	mW	0.391	0.0262	0.405	0.0322	3.54%	22.75%	3.115
Ganancia de potencia	14.1	31.6	razón	20.971	0.0286	20.647	0.0267	1.54%	6.65%	81.419
Potencia de OIP3	0.69	6.27	mW	3.484	0.2328	3.533	0.2805	1.41%	20.51%	3.261
Corriente Quiescente	3.5	5.5	mA	4.109	0.0026	4.164	0.0049	1.34%	90.17%	45.651
Magnitud de $S_{22}$	0.003	0.35	razón	0.195	0.0003	0.197	0.0003	1.14%	8.42%	174.390
Magnitud de $S_{11}$	0.003	0.39	razón	0.269	0.0002	0.268	0.0002	0.41%	7.34%	209.233
Factor de ruido	1.58	2.51	razón	1.907	0.1604	1.906	0.0207	0.04%	87.09%	5.169

Tabla 7.1 - Comparación de distribuciones de parámetros en temperatura ambiente contra 30°C.

La unidad “razón” es del tipo sin dimensiones.

Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Temperatura ambiente (25.6°C)					Temperatura 40°C				
	Lim. inf.	Lim. sup.	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Potencia de IIP3	0.07	0.7	mW	0.391	0.0262	0.407	0.0281	3.91%	7.37%	3.544
Corriente Quiescente	3.5	5.5	mA	4.109	0.0026	4.206	0.0032	2.35%	23.89%	74.468
Magnitud de $S_{22}$	0.003	0.35	razón	0.195	0.0003	0.199	0.0003	2.06%	9.76%	170.295
Ganancia de potencia	14.1	31.6	razón	20.971	0.0286	20.549	0.0789	2.01%	176.03%	27.120
Factor de ruido	1.58	2.51	razón	1.907	0.1604	1.930	0.0460	1.22%	71.30%	2.499
Potencia de OIP3	0.69	6.27	mW	3.484	0.2328	3.517	0.2429	0.95%	4.35%	3.788
Magnitud de $S_{11}$	0.003	0.39	razón	0.269	0.0002	0.267	0.0003	0.69%	17.32%	166.239

Tabla 7.2 - Comparación de distribuciones de parámetros en temperatura ambiente contra 40°C.

Debe entenderse que, a pesar de que se observó un cambio en el porcentaje del promedio entre ambas temperaturas, esto es meramente un indicador de que pudiera existir una relación entre el cambio de la medición y el de la temperatura; sin embargo, no significa que necesariamente están directamente involucradas. Esto último, se comprobó de mejor manera al analizar los datos de la última etapa del experimento, en donde, se hicieron “n” corridas de la rutina de prueba mientras la temperatura caía de 42°C hasta 26°C.

Para el análisis de los datos obtenidos en la etapa 3) durante el decremento de temperatura de 42°C a 26°C, dado a que, el termómetro no cuenta con la capacidad de hacer un registro de las temperaturas leídas conforme pasó el tiempo, fue necesario encontrar una manera de ligar cada corrida con su respectiva temperatura instantánea; de forma que, sea posible encontrar una relación entre la temperatura y el comportamiento en las mediciones de los parámetros del amplificador de bajo ruido. Dado a que, el espacio caliente dentro de la caja es muy pequeño en comparación al ambiente de producción, se puede considerar que, la temperatura de este último permanece constante aun cuando dejamos un hueco expuesto para que salga el calor de la caja; por lo que, esto cumple las condiciones necesarias para utilizar la ley de enfriamiento de Newton.

La ley de enfriamiento de Newton nos indica que, el cambio de la temperatura de un objeto o un medio menor, en este caso, el interior de la caja donde se encuentra el sistema test fixture-amplificador, es proporcional a la diferencia de temperaturas entre los medios [35]:

$$\frac{dT}{dt} = -k(T - T_m)$$

En donde, “ $T_m$ ” es la temperatura del medio de producción (temperatura constante), “ $T$ ” es la temperatura del medio menor (temperatura dentro de la caja), “ $k$ ” es la constante de proporcionalidad térmica y, “ $t$ ” es el tiempo en segundos.

Al resolver la ecuación diferencial y aplicar la condición inicial, en donde, para un tiempo  $t = 0$ , la temperatura es  $T = T_0 = 42^\circ\text{C}$ , obtendremos:

$$T(t) = T_m + (T_0 - T_m)e^{-kt}$$

Ahora, para conocer la condición a la frontera y obtener el valor de “k”, debemos de saber cuánto tiempo tardó en llegar a los  $T = 26^\circ\text{C}$ . Considerando que, se ejecutaron 375 corridas de la rutina de prueba con un tiempo de 1.21 segundos cada una, en donde, se tuvo un reposo de 3.05 segundos entre cada vez; tendremos que, el tiempo total de todas las corridas y a su vez, de enfriamiento hasta llegar a  $26^\circ\text{C}$  fue de 1598 segundos, aproximadamente. Por lo que, la condición a la frontera será  $T(t = 1598\text{s}) = 26^\circ\text{C}$ , al aplicarla a la ecuación anterior, obtendremos que la constante será  $k = 2.3246 * 10^{-3} \frac{1}{\text{s}}$ , terminando en la solución particular siguiente:

$$T(t) = 25.6^\circ\text{C} + (42^\circ\text{C} - 25.6^\circ\text{C})e^{-(2.3246*10^{-3}\frac{1}{\text{s}})t}$$

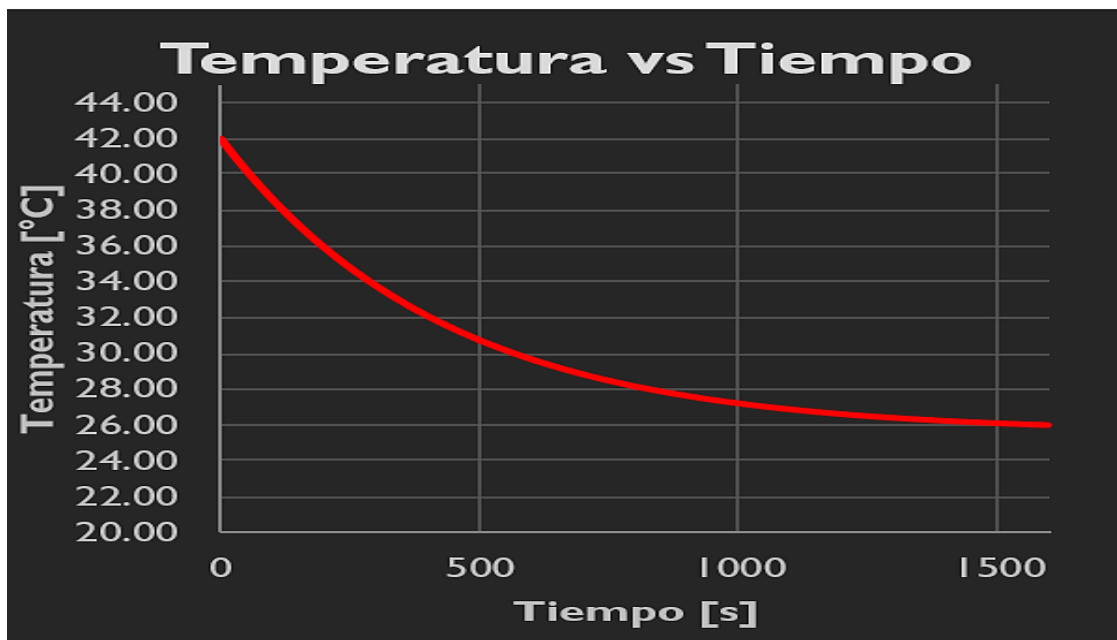


Figura 7.2 - Curva de decremento de temperatura según ley de enfriamiento de Newton.

Con la ecuación obtenida, fue posible asignar la temperatura correspondiente a cada corrida, y, generar la gráfica de la temperatura con respecto al tiempo, como en la figura 7.2. Con la temperatura asignada a cada corrida de la rutina de prueba, fue posible graficar la diferencia de la medición a una temperatura “T”, con respecto a la medición promedio de la distribución original a temperatura ambiente, para cada uno de los parámetros. Esto, permitió comprobar la existencia de alguna relación o tendencia entre el cambio de las mediciones y la temperatura, con el fin de encontrar algún modelo matemático que describa el comportamiento. Dicho esto, las diferencias (deltas) que se graficaron, tuvieron las siguientes expresiones matemáticas:

- Delta de corriente quiescente:  $\Delta I = I(T) - I_{prom}$
- Delta de magnitud de  $S_{11}$ :  $\Delta S_{11} = S_{11}(T) - S_{11prom}$
- Delta de ganancia de potencia:  $\Delta G_p = G_p(T) - G_{pprom}$
- Delta de magnitud de  $S_{22}$ :  $\Delta S_{22} = S_{22}(T) - S_{22prom}$
- Delta de factor de ruido:  $\Delta F = F(T) - F_{prom}$
- Delta de potencia de entrada de IP3:  $\Delta P_{IIP3} = P_{IIP3}(T) - P_{IIP3prom}$
- Delta de potencia de salida de IP3:  $\Delta P_{OIP3} = P_{OIP3}(T) - P_{OIP3prom}$

De los deltas mencionados, se demostró que, los correspondientes a la corriente quiescente, la ganancia de potencia, el factor de ruido, el  $S_{11}$  y el  $S_{22}$ , son los que demuestran una dependencia entre el cambio de la medición y la temperatura. En donde, mediante un software estadístico, se ejecutó regresión no lineal para modelar el comportamiento obtenido con un coeficiente de determinación de  $R^2 > 0.83$  [36], utilizando polinomios de sexto orden para todos los parámetros mencionados. A continuación, en las figuras 7.3, 7.4, 7.5, 7.6 y 7.7, se muestran las gráficas de los deltas de los parámetros fuertemente dependientes de la temperatura “T” y, sus respectivas ecuaciones en función de esta:

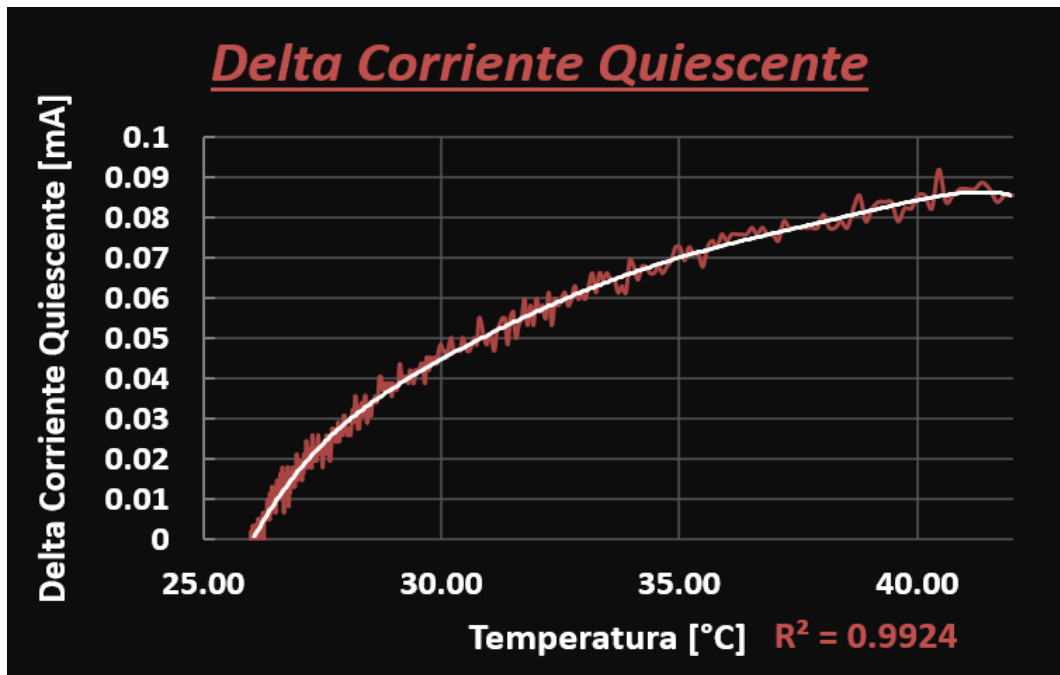


Figura 7.3 - Gráfica del delta de corriente quiescente en función de la temperatura.  
 Modelado con la ecuación:  $\Delta I = -9 * 10^{-8}T^6 + 2 * 10^{-5}T^5 - 0.0016T^4 + 0.0741T^3 - 1.8968T^2 + 25.824T - 146.24$  con una confiabilidad de  $R^2 = 0.9924$ .

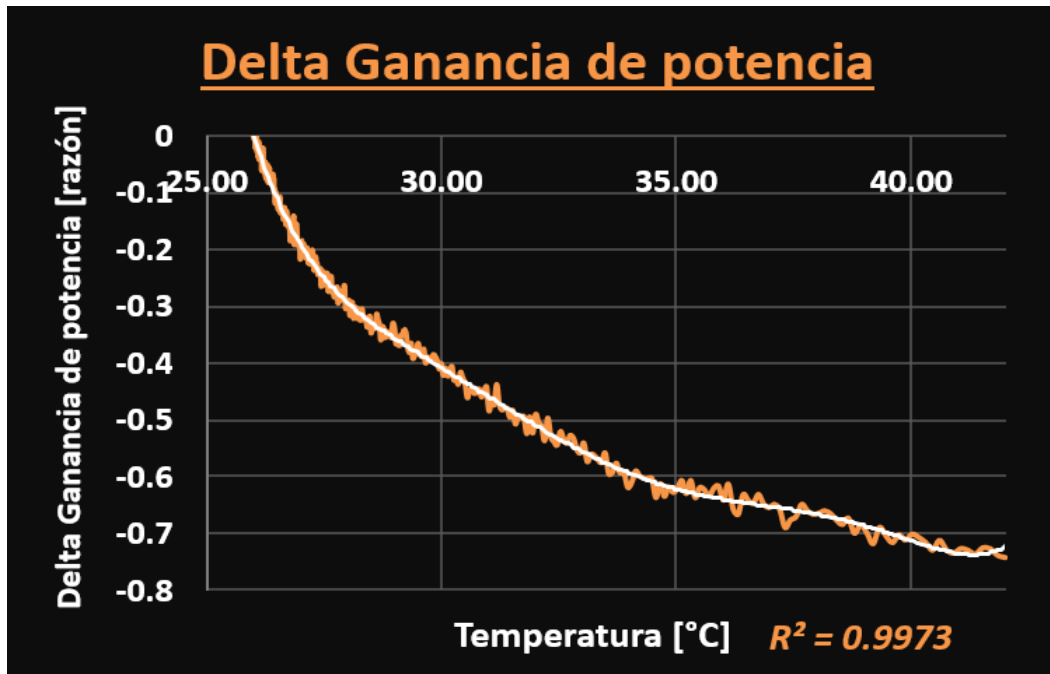


Figura 7.4 - Gráfica del delta de ganancia de potencia lineal en función de la temperatura. Modelado con la ecuación:  $\Delta G_p = 2 * 10^{-6}T^6 - 0.0004T^5 + 0.0343T^4 - 1.5623T^3 + 39.812T^2 - 538.78T + 3026$  con una confiabilidad de  $R^2 = 0.9973$ .

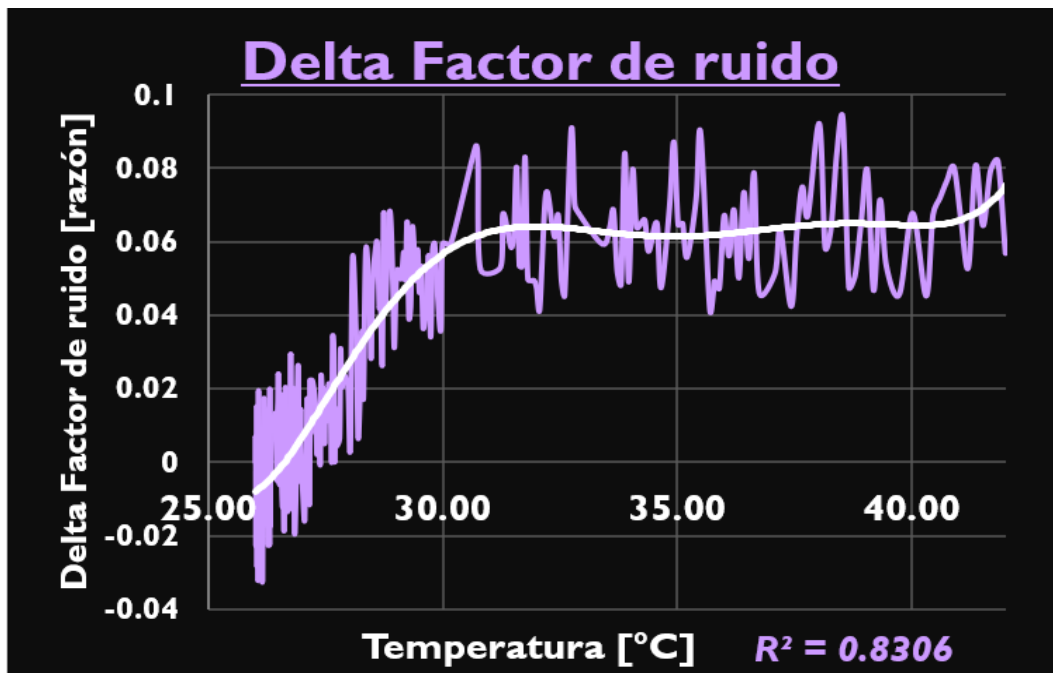


Figura 7.5 - Gráfica del delta del factor de ruido en función de la temperatura. Modelado con la ecuación:  $\Delta F = 4 * 10^{-7}T^6 - 8 * 10^{-5}T^5 + 0.0069T^4 - 0.3106T^3 + 7.8417T^2 - 104.82T + 579.38$  con una confiabilidad de  $R^2 = 0.8306$ .

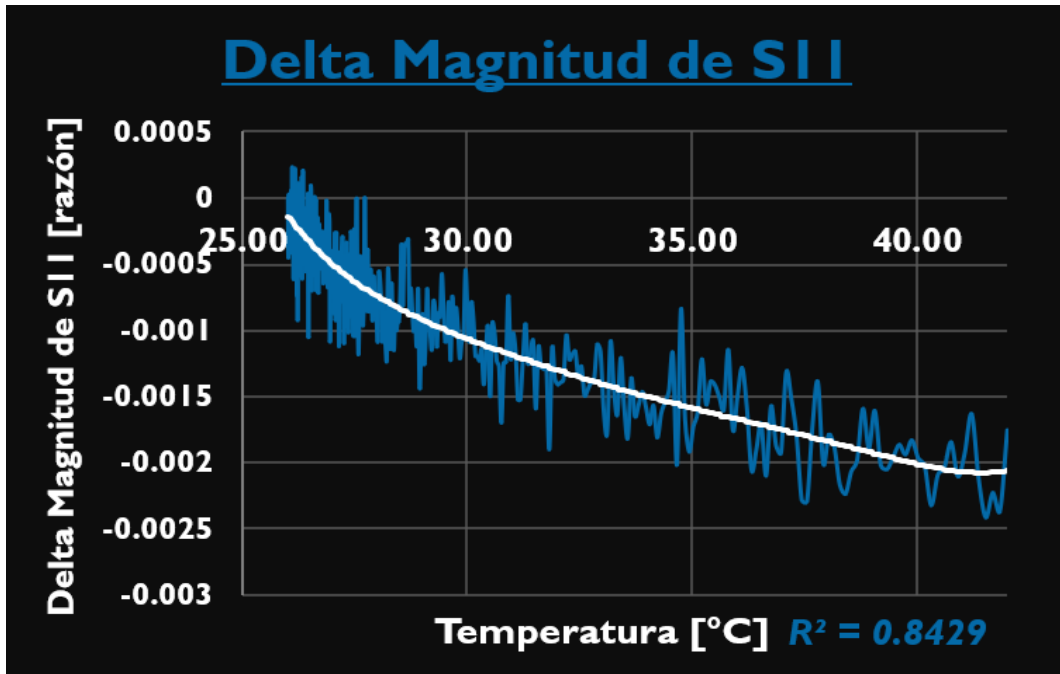


Figura 7.6 - Gráfica del delta de la magnitud del  $S_{11}$  en función de la temperatura.

Modelado con la ecuación:  $\Delta|S_{11}| = 2 * 10^{-9}T^6 - 4 * 10^{-7}T^5 + 3 * 10^{-5}T^4 - 0.00157T^3 + 0.0388T^2 - 0.5256T + 2.9677$  con una confiabilidad de  $R^2 = 0.8429$ .

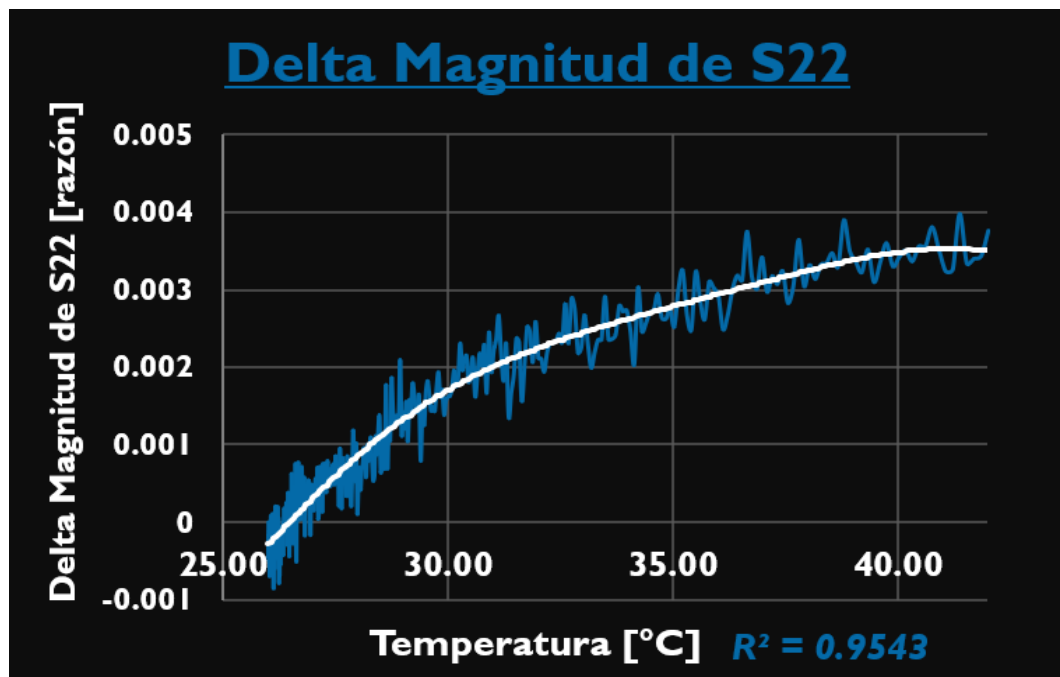


Figura 7.7 - Gráfica del delta de la magnitud del  $S_{22}$  en función de la temperatura.

Modelado con la ecuación:  $\Delta|S_{22}| = 1 * 10^{-9}T^6 - 2 * 10^{-7}T^5 + 2 * 10^{-5}T^4 - 0.0017T^3 + 0.0248T^2 - 0.3344T + 1.8417$  con una confiabilidad de  $R^2 = 0.9543$ .

Es importante mencionar que, al hacer este mismo experimento con otro tipo de amplificadores de bajo ruido, se encontró que la corriente quiescente y la ganancia de potencia siempre se comportaban con la misma tendencia que en las gráficas anteriores; sin embargo, en algunos amplificadores, la magnitud del  $S_{11}$  y del  $S_{22}$ , seguía también una tendencia de polinomio de sexto orden, pero, con un incremento en sentido inverso. Es decir, en el comportamiento anterior, el  $S_{11}$  disminuye con la temperatura y el  $S_{22}$  aumenta con esta; sin embargo, en otros amplificadores, el  $S_{11}$  aumentaba y el  $S_{22}$  disminuía con esta; también, se observaron casos en que tanto  $S_{11}$  como  $S_{22}$ , disminuían o aumentaban con la temperatura, teniendo comportamientos similares.

Lo anterior, sugiere que la corriente y la ganancia de los amplificadores tiene un comportamiento muy similar entre ellos, aunque estén diseñados para diferentes frecuencias, sin embargo, sus parámetros-S pueden diferir en comportamiento. Aunado a esto, debe considerarse que, los cambios en las mediciones debido a la temperatura, son la suma total del efecto de cambio tanto en el test fixture y los componentes electrónicos de sus tableros, como en el mismo amplificador de bajo ruido que se está evaluando, puesto que, estos, forman un sistema combinado en la prueba eléctrica.

Por otro lado, aquellos parámetros que presentaron muy baja dependencia en la temperatura fueron la potencia de entrada y de salida de IP3. Se debe tener en cuenta que, esto no significa que no tengan dependencia alguna en la temperatura, sino que, el efecto de esta sobre ellos es muy pequeño en comparación con la variación natural o la provocada, por otros factores intrínsecos a la probadora y, a estas mediciones. Dicho esto, las figuras 7.8 y 7.9 siguientes, muestran las gráficas de los deltas de estos parámetros:

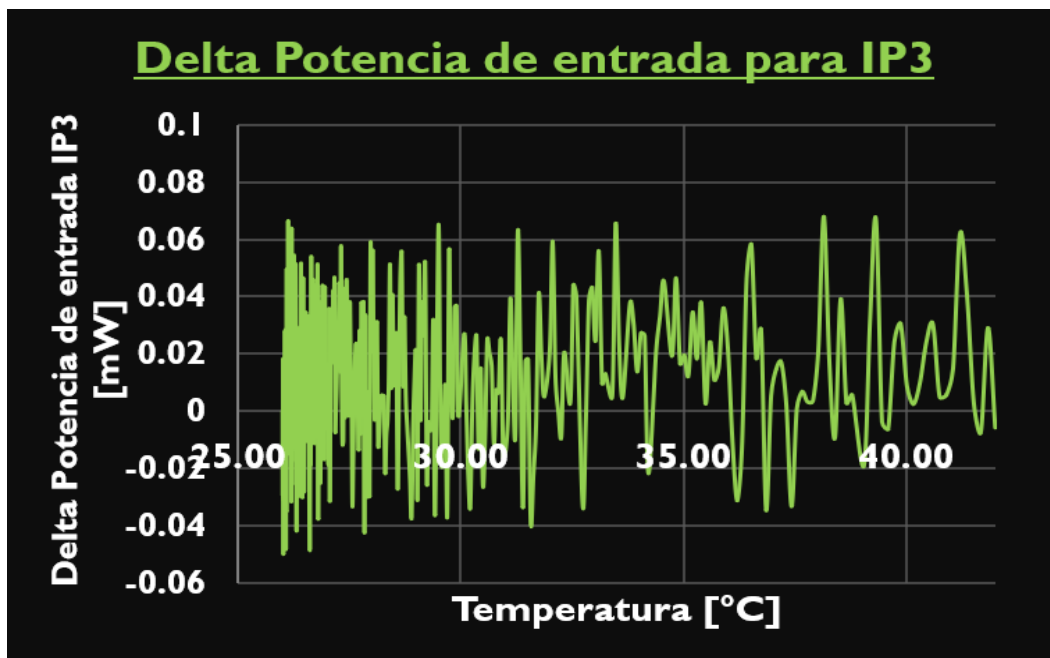


Figura 7.8 - Gráfica del delta de potencia de entrada de IP3 en función de la temperatura. Existe un pequeño aumento por la temperatura, pero este, es absorbido por la variación de la probadora, lo que, debilita bastante la dependencia.

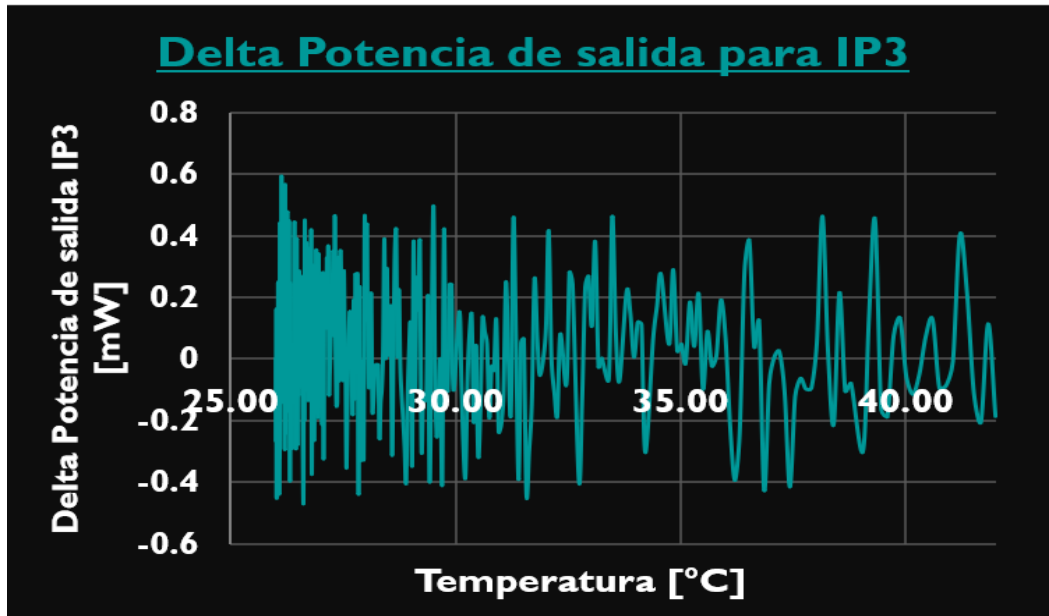


Figura 7.9 - Gráfica del delta de potencia de salida de IP3 en función de la temperatura. Existe un pequeño aumento por la temperatura, pero este, es absorbido por la variación de la probadora, lo que, debilita bastante la dependencia.

### 7.3 Conclusiones sobre la prueba de temperatura y análisis de una solución

De la información obtenida por el experimento de temperatura, podremos concluir los siguientes puntos de interés:

- La corriente quiescente, la ganancia de potencia, el factor de ruido, el  $S_{11}$  y el  $S_{22}$ , son fuertemente dependientes de la temperatura. En cambio, las potencias de IP3 de entrada o salida, no lo son tanto, puesto que, otras variaciones opacan su dependencia en la temperatura.
- El comportamiento de los deltas de los parámetros dependientes de la temperatura, puede modelarse con polinomios de sexto orden con bastante exactitud.
- Los cambios porcentuales en el promedio de las mediciones no supera el 4% y, todos los índices  $Cpk$ , se mantienen como  $Cpk > 1$  incluso en 40°C; por lo que, a pesar de que la temperatura del sistema test fixture-amplificador de bajo ruido se incremente hasta ese punto, el yield rara vez se verá perjudicado.
- La temperatura del sistema test fixture-amplificador está determinada por la del ambiente en donde se encuentra el equipo.

Dado a que, la temperatura del sistema depende de la del ambiente de producción en donde se encuentra el equipo, resultará muy difícil de controlar; aunado a esto, como su efecto en las mediciones no es tan pronunciado (todos los índices se mantienen como  $Cpk > 1$ ), una solución para regular la temperatura del test fixture y el amplificador mediante un dispositivo externo, no será justificadamente rentable para un proceso de prueba eléctrica de producción en masa.

## 8 Capítulo 8: Experimento de ruido electromagnético

Recordando la tabla de los factores influyentes en las mediciones, se indicó que las señales de radiofrecuencia transmitidas de otros equipos de prueba o, de dispositivos de telecomunicaciones, producen interferencia electromagnética en la probadora utilizada para medir los parámetros de un amplificador de bajo ruido; estos factores, se dicen que se relacionan con la variable física de la potencia o nivel de ruido. En la siguiente sección, se explicará un experimento que se efectuó con el fin de poner a prueba la teoría anterior.

### 8.1 Procedimiento del experimento de ruido electromagnético

El propósito de este experimento fue el establecer una forma de comprobar la teoría que sugiere que, el ruido electromagnético, repercute directamente en algunas mediciones que se prueban en un amplificador de bajo ruido; por lo que, se buscó reproducir de una forma controlada, las condiciones del ruido ambiente típico de un proceso industrial de prueba eléctrica, para analizar el comportamiento de los parámetros. Previamente al experimento, por los datos obtenidos durante el muestreo de los equipos que tenían problemas y fueron reparados, se observó que, el factor de ruido, fue el parámetro más afectado por el ruido electromagnético del ambiente; sin embargo, esta teoría necesitaba ser evaluada ya que el ruido del ambiente es muy esporádico.

Para lograr esto, se colocó el sistema test fixture-amplificador de bajo ruido dentro de una caja forrada con una capa metálica para que funcionara como una jaula de Faraday; también, se acopló una antena dipolo a una probadora cercana que, funcionó como generador de funciones de radiofrecuencia de modo que, la antena, se introdujo dentro de la jaula de Faraday para funcionar como transmisora de señales. Finalmente, se consiguió un analizador de espectro Keysight Technologies N9912A, el cual, se acopló a otra antena dipolo que, también, se introdujo dentro de la jaula de Faraday; esta última, operó como antena receptora con el fin de ayudar al analizador de espectro a identificar la potencia y frecuencia de la señal transmitida por la otra antena. En la figura 8.1, se muestra un diagrama de la preparación del experimento:

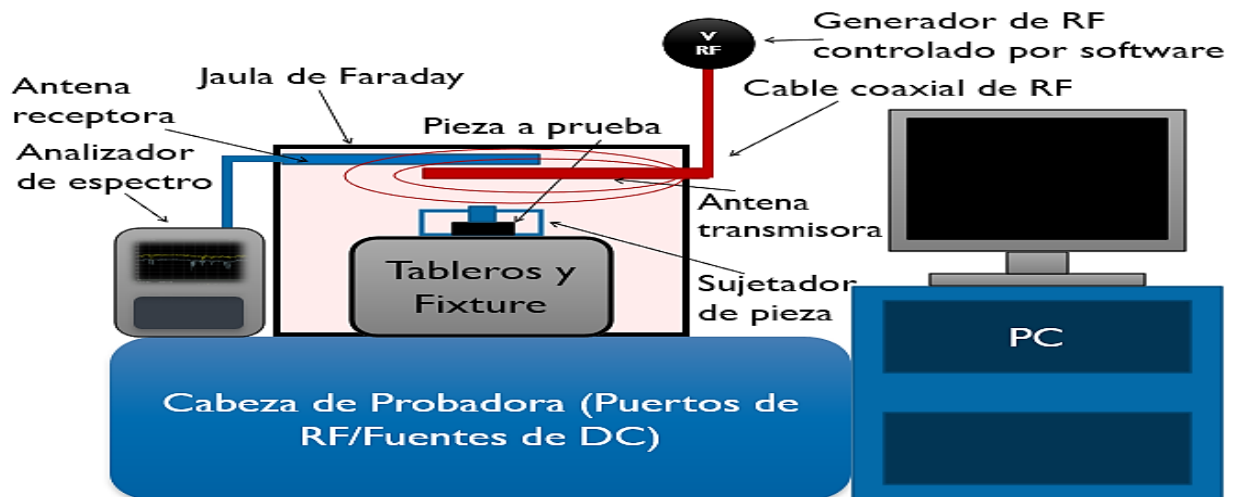


Figura 8.1 - Diagrama para experimento de ruido electromagnético.

La primera etapa del experimento consistió en probar los distintos amplificadores de bajo ruido disponibles para distintas bandas y frecuencias, en condiciones cuando no hay ruido (casi ideales) y, cuando el ruido del ambiente de producción está presente. Con esto, se buscó encontrar una relación entre los amplificadores que tenían falsas fallas y, las frecuencias que había en el ambiente. Antes de pasar a la segunda y tercera etapa del experimento, en donde, se ejercían condiciones de ruido propuestas, fue necesario hacer un muestreo de las frecuencias más comunes en el ambiente de producción, de modo que, las señales emitidas por la antena transmisora estuvieran acorde a estas.

El muestreo mencionado, nos indicó que, las señales más comunes, pertenecían a los protocolos de comunicación 4G-LTE; en donde, se seleccionó la frecuencia de 806 MHz perteneciente al centro de la banda 20 en modo descarga (Downlink, en inglés) y, por supuesto, la frecuencia 1842.5 MHz proveniente del centro de la banda 3 en modo descarga (Downlink). A su vez, también se seleccionó la frecuencia de 2400 MHz, la cual, es muy común porque pertenece al protocolo de Wi-Fi y puede observarse en casi todos los puntos del ambiente de producción.

Cabe mencionar que, a pesar de que nuestro amplificador de bajo ruido seleccionado fue el de la banda 3 y, opera solamente a frecuencias cercanas a 1842.5 MHz, para estudiar las otras fuera de su operación, se incluyó en el experimento la prueba del amplificador de bajo ruido de la banda 20 y el de Wi-Fi; por lo que, en total, se evaluaron tres distintos amplificadores durante este experimento. Ahora, dado a que, de los parámetros que se miden en un amplificador de bajo ruido el que más nos interesa en cuestiones de interferencia por ruido electromagnético es el factor de ruido, se analizó a detalle el método de esta medición.

Durante el análisis, se pudo notar que, la rutina de prueba evalúa ruido controlado en las frecuencias de interés para cada amplificador; por ejemplo, para el amplificador de bajo ruido de la banda 3 de LTE, la probadora emitirá una señal de ruido caracterizada a 1842.5 MHz, puesto que, es su frecuencia de operación y, medirá en un ancho de banda de 40 MHz (estándar para bandas LTE) centrado en la frecuencia mencionada, como muestra la figura 8.2. Si una señal de ruido esporádico cae directamente en esa frecuencia, la probadora pensará que forma parte de la señal emitida por esta y la medición del parámetro no se verá muy influenciada. Sin embargo, si la señal de ruido está desfasada en frecuencia, pero dentro de los 40 MHz de ancho de banda, por ejemplo, en 1844 MHz, entonces la medición si será afectada por dicho ruido.

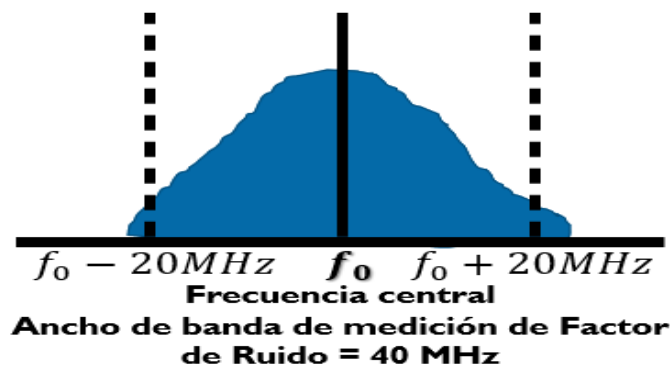


Figura 8.2 - Ancho de banda del espectro de frecuencia para la medición de factor de ruido.

Por lo tanto, con este conocimiento, se decidió transmitir una onda senoidal (onda con una única frecuencia) a la frecuencia de 807 MHz para alterar al amplificador de bajo ruido de la banda 20, otra a 1844 MHz para el de la banda 3 y, una última a 2401 MHz para el de protocolo Wi-Fi. También, dado a que, el ruido electromagnético presente en el ambiente de producción puede ser relativamente constante o esporádico (espurio), se optó por transmitir de ambos tipos en el experimento. Para la transmisión de ruido espurio, se tomó un tiempo de ciclo de un segundo, en donde, se empleó un 25% del tiempo activo (0.25 segundos activado y 0.75 desactivado) o, un 75% del tiempo activo (0.75 segundos activado y 0.25 desactivado) como opciones para analizar este tipo de comportamiento.

A continuación, se explica el procedimiento seguido para llevar a cabo el experimento de ruido electromagnético con los tres amplificadores seleccionados:

### **Etapa 1) Muestreo general de amplificadores de bajo ruido con ruido electromagnético del ambiente:**

- Se seleccionó un amplificador de bajo ruido de todos los disponibles (LTE B20-806MHz, LTE B26-876.5MHz, LTE B8-942.5MHz, LTE B3-1842.5MHz, UMTS PCS-1930MHz 1 y 2, LTE B1/B4-2140MHz, Wi-Fi-2400MHz, LTE B7-2655MHz).
- Se verificó que el test fixture estuviera en buenas condiciones.
- Se colocó un ejemplar del amplificador de bajo ruido de la frecuencia de interés en el contactor y se utilizó un sujetador de piezas para mantenerlo estático.
- Se colocó jaula de Faraday para encerrar el sistema test fixture-amplificador.
- Se introdujo antena receptora conectada al analizador de espectro Keysight Technologies N9912A.
- Se preparó analizador de espectro para hacer un barrido en un rango de frecuencia de 600 MHz hasta 3000 MHz, en donde, se registró el promedio y los picos de potencia.
- Se verificó con analizador de espectro que no existiera ruido electromagnético dentro de la jaula de Faraday.
- Se realizó la calibración de pérdidas del sistema test fixture-amplificador de bajo ruido.
- Se corrió 100 veces la rutina de prueba (tres segundos de espera entre cada corrida), sobre el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la frecuencia de interés para recopilar los datos de los parámetros en condiciones sin ruido.
- Se retiró la jaula de Faraday para que el amplificador quedara expuesto al ruido electromagnético del ambiente de producción.
- Se corrió otras 100 veces la rutina de prueba (tres segundos de espera entre cada corrida), sobre el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la frecuencia de interés para recopilar los datos de los parámetros bajo la influencia del ruido electromagnético del ambiente de producción.
- Se repitió este procedimiento para el siguiente amplificador hasta hacerlo con cada uno.

## **Etapa 2) Preparación del equipo en condiciones casi ideales para probar amplificadores seleccionados (LTE B20-806MHz, LTE B3-1842.5MHz y Wi-Fi-2400MHz):**

- Se verificó que el test fixture estuviera en buenas condiciones.
- Se colocó un ejemplar del amplificador de bajo ruido de la frecuencia de interés en el contactor y se utilizó un sujetador de piezas para mantenerlo estático.
- Se colocó jaula de Faraday para encerrar el sistema test fixture-amplificador.
- Se introdujo dentro de jaula de Faraday la antena transmisora que fue acoplada a probadora cercana.
- Se introdujo antena receptora conectada al analizador de espectro Keysight Technologies N9912A.
- Se preparó analizador de espectro para hacer un barrido en un rango de frecuencia de 600 MHz hasta 3000 MHz, en donde, se registró el promedio y los picos de potencia.
- Antena transmisora y receptora se colocaron en una posición adjunta una de otra para tener mejor acoplamiento. Se comprobó que se llegó a la potencia máxima aprovechable mediante las lecturas del analizador de espectro.
- Se calibraron pérdidas entre la probadora que funcionaba como generador de funciones de radiofrecuencia y, la antena transmisora para las frecuencias seleccionadas (807 MHz, 1844 MHz y 2401 MHz).
- Se verificó con analizador de espectro que no existiera ruido electromagnético dentro de la jaula de Faraday.
- Se realizó la calibración de pérdidas del sistema test fixture-amplificador de bajo ruido.
- Se corrió 100 veces la rutina de prueba (tres segundos de espera entre cada corrida) sobre el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la frecuencia de interés, para recopilar los datos de los parámetros en condiciones sin ruido.
- Este proceso, se realizó para cada uno de los tres amplificadores de bajo ruido antes de probar su comportamiento en las condiciones propuestas de ruido.

## **Etapa 3) Comportamiento en condiciones propuestas de ruido electromagnético:**

- Con la jaula de Faraday colocada, dependiendo de la frecuencia del amplificador y su banda de operación, se empleó la tabla 8.1 para transmitir ruido electromagnético bajo las condiciones propuestas, por medio de la antena transmisora:

<i>Condiciones propuestas</i>		
<b>Frecuencias de ruido</b>	<b>Potencia de transmisión constante (onda senoidal)</b>	<b>Potencia de transmisión espuria (onda senoidal)</b>
<b>807 MHz (LTE B20 - DL)</b>	-60 dBm, -50 dBm, -45 dBm	-60dBm/-45dBm (25% y 75% tiempo activo)
<b>1844 MHz (LTE - B3 - DL)</b>	-60 dBm, -50 dBm, -45 dBm	-60dBm/-45dBm (25% y 75% tiempo activo)
<b>2401 MHz (Wi-Fi - HB)</b>	-60 dBm, -50 dBm, -45 dBm	-60dBm/-45dBm (25% y 75% tiempo activo)

*Tabla 8.1 - Condiciones propuestas para transmisión de ruido electromagnético controlado.*

- En cada una de estas condiciones, se verificó que se estaba emitiendo el ruido electromagnético deseado con el analizador de espectro.
- Se corrió 100 veces la rutina de prueba (tres segundos de espera entre cada corrida) sobre el ejemplar del amplificador de bajo ruido de la frecuencia de interés, para recopilar los datos de los parámetros bajo la influencia de la condición propuesta de ruido que se estaba utilizando.
- Este proceso, se realizó con los tres amplificadores de bajo ruido utilizando cada conjunto de condiciones propuestas para cada uno.

## **8.2 Resultados del experimento de ruido electromagnético**

Una vez concluido el procedimiento del experimento de ruido electromagnético, se concentró la información en tablas y gráficas, separando la correspondiente a cada etapa para su respectivo análisis. En esta sección, se hablará de los resultados encontrados tras el análisis de cada una de las etapas del experimento.

Para la etapa uno, después de evaluar cada uno de los amplificadores de bajo ruido seleccionados en condiciones casi ideales sin ruido y, después, con ruido ambiente del área de prueba eléctrica en producción, se observó que, el factor de ruido fue el parámetro más afectado en cada uno de los casos. En donde, al comparar los datos influenciados por el ruido ambiente con aquellos sin este, se notó que el promedio de algunas distribuciones de factor de ruido de ciertos amplificadores cambió hasta más de 3%; por otro lado, la desviación estándar de estas distribuciones fue la más afectada, dado a que, se obtuvieron cambios de 76.56% hasta 2738% en estos, lo que indica que el ruido electromagnético del ambiente aumentó drásticamente la dispersión de la medición. A continuación, se muestra la tabla 8.2, en donde, se ordenó de peor a mejor Cpk los factores de ruido de los amplificadores de bajo ruido sometidos al experimento:

## Sin ruido

## Ruido ambiente

Factores de ruido	Lim. inf.	Lim. sup.	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Amplificador para UMTS PCS(2) a 1930 MHz	1.00	1.78	razón	1.553	0.0178	2.654	0.5057	70.92%	2738%	-0.577
Amplificador para UMTS PCS(1) a 1930 MHz	1.00	1.58	razón	1.319	0.0129	1.507	0.3056	14.29%	2275%	0.085
Amplificador para B26-LTE a 876.5 MHz	1.58	2.24	razón	1.842	0.0181	2.143	0.1426	16.36%	685.55%	0.224
Amplificador para B1/B4-LTE a 2140 MHz	1.58	2.51	razón	2.074	0.0199	2.256	0.1211	8.77%	508.60%	0.704
Amplificador para B20-LTE a 806 MHz	1.58	2.51	razón	2.149	0.0258	2.205	0.1365	2.61%	428.29%	0.749
Amplificador para Wi-Fi a 2400 MHz	1.00	1.58	razón	1.427	0.0134	1.433	0.0703	0.45%	423.07%	0.721
Amplificador para B7-LTE a 2655 MHz	1.58	2.82	razón	2.544	0.0274	2.611	0.0779	2.62%	184.03%	0.887
Amplificador para B8-LTE a 942.5 MHz	1.58	2.51	razón	1.997	0.0213	2.050	0.0435	2.67%	104.18%	3.540
Amplificador para B3-LTE a 1842.5 MHz	1.58	2.51	razón	1.853	0.0141	1.861	0.0249	0.40%	76.56%	3.696

Tabla 8.2 - Comparación de factores de ruido de los amplificadores evaluados sin ruido y con ruido ambiente. La unidad "razón" es del tipo sin dimensiones.

Paralelamente a la evaluación de los amplificadores de bajo ruido anteriores, se realizó un barrido del ruido del ambiente en el rango de frecuencia de 600 MHz a 3 GHz mediante el analizador de espectro acoplado a la antena receptora (figura 8.3), en donde, se encontraron potencias de señales con frecuencias que caían dentro del ancho de banda de la medición de factor de ruido de ciertos amplificadores; a su vez, se observó que el pico máximo llegó a los -43.37 dBm en 1716 MHz. Esto, confirma la teoría anteriormente mencionada; en donde, se explicó que, si una frecuencia de ruido está dentro del ancho de banda de la medición, pero, desfasada con respecto a la frecuencia central de esta, la ATE pensará que el ruido absorbido por el sistema test fixture-amplificador proviene únicamente del amplificador y reportará un peor factor de ruido.

Dado a que, el analizador registraba la potencia promedio (gráfica amarilla) y los picos máximos de potencia (gráfica azul cielo) dentro del rango de frecuencia seleccionado, se pudo comprender que, existían los siguientes casos de ruido electromagnético en el ambiente:

- Promedio y pico de potencia altos: La señal de ruido en esa frecuencia era de alta intensidad y aproximadamente constante en el tiempo.
- Promedio y pico de potencia bajos: La señal de ruido en esa frecuencia era de baja intensidad y aproximadamente constante en el tiempo.
- Promedio bajo y pico de potencia alto: La señal de ruido no es de magnitud constante en el tiempo, sin embargo, tiene picos altos esporádicos comportándose como ruido espurio.

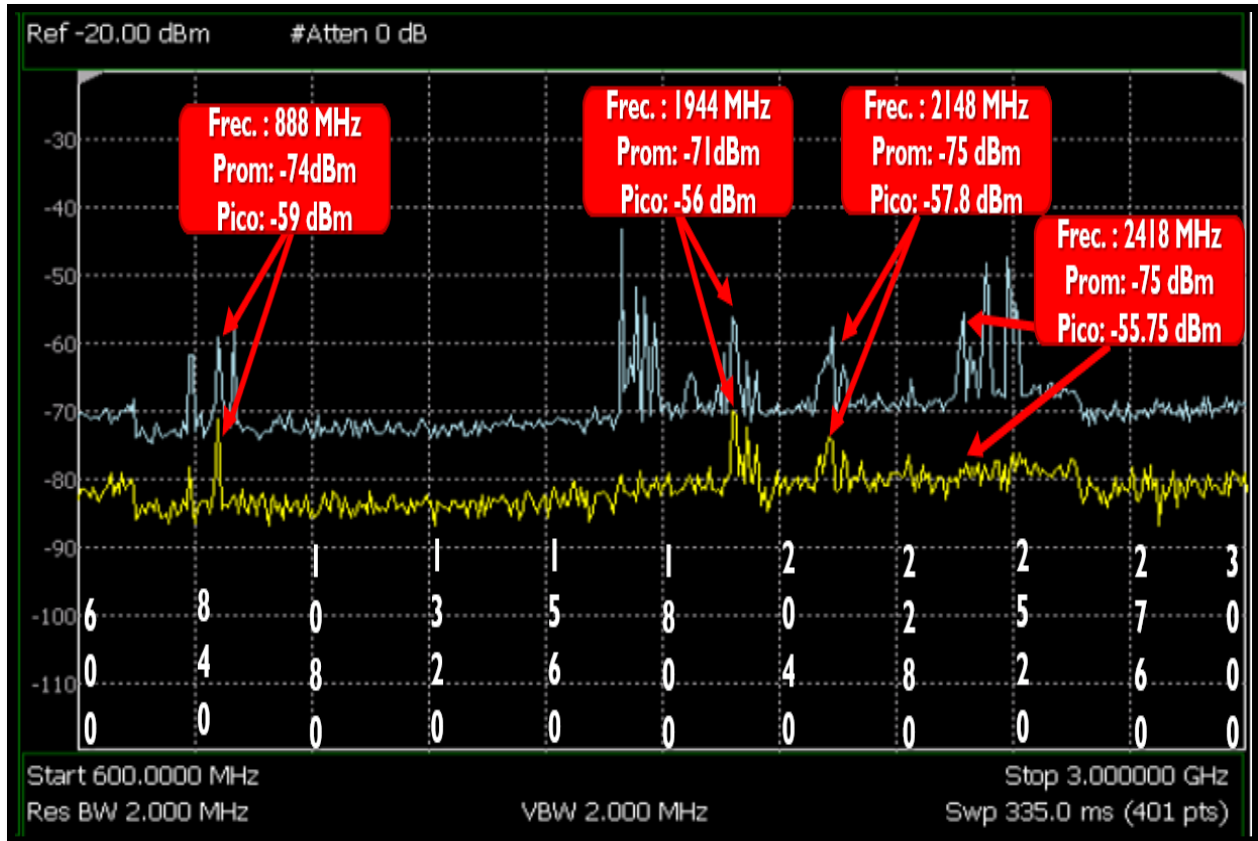


Figura 8.3 - Muestreo de 600MHz a 3GHz de ruido del ambiente con analizador de espectro. Se utilizó el equipo Keysight Technologies N9912A. La gráfica amarilla representa el promedio de potencia y la gráfica color azul cielo los picos, ambas en unidades de dBm.

En la figura 8.3, se pueden notar algunas mediciones con promedios y picos altos de potencia, las cuales, pueden relacionarse con algunos de los peores factores de ruido reportados en la tabla 8.2:

- Promedio de -74dBm y pico de -59dBm en 888 MHz empeoran el factor de ruido del amplificador de la banda 26 (LTE) que opera en la frecuencia central de 876.5 MHz.
- Promedio de -71dBm y pico de -56dBm en 1944 MHz empeoran el factor de ruido de los amplificadores de la banda PCS (UMTS) con frecuencia central de 1930 MHz.
- Promedio de -75dBm y pico de -57.8dBm en 2148 MHz empeoran el factor de ruido del amplificador de las bandas 1 y 4 (LTE) que opera en la frecuencia central de 2140 MHz.
- Promedio de -75dBm y pico de -55.7dBm en 2418 MHz empeoran el factor de ruido del amplificador de Wi-Fi que opera en la frecuencia central de 2400 MHz.

Dicho lo anterior, la primera etapa del experimento confirmó que, si el sistema test fixture-amplificador absorbe ruido electromagnético de frecuencias ubicadas dentro del ancho de banda de la medición de factor de ruido, entonces, esta empeorará drásticamente, moviendo su promedio y aumentando la desviación estándar; lo cual, radicará en un peor Cpk. Con esto confirmado, la segunda y tercera etapa del experimento tuvieron el propósito de explicar cómo cambiaban los valores del factor de ruido ante la presencia de distintas condiciones de ruido.

Para explicar los resultados de la segunda y tercera etapa, comenzaremos con el amplificador de bajo ruido de la banda 3 (4G-LTE) que, opera con 1842.5 MHz de frecuencia central, puesto que, este, fue el principal seleccionado en nuestra investigación y se categoriza como de banda de media frecuencia; siendo así, punto medio entre el comportamiento de los de baja y alta frecuencia. Para este experimento, se comenzó con la transmisión de ruido electromagnético constante a las potencias de -60dBm, -50dBm y -45dBm a través de la antena transmisora, la cual, emitía ondas senoidales de una sola frecuencia. A continuación, en la figura 8.4 se cuenta con una captura del espectro de frecuencia para este ruido constante a -45dBm en 1844 MHz:

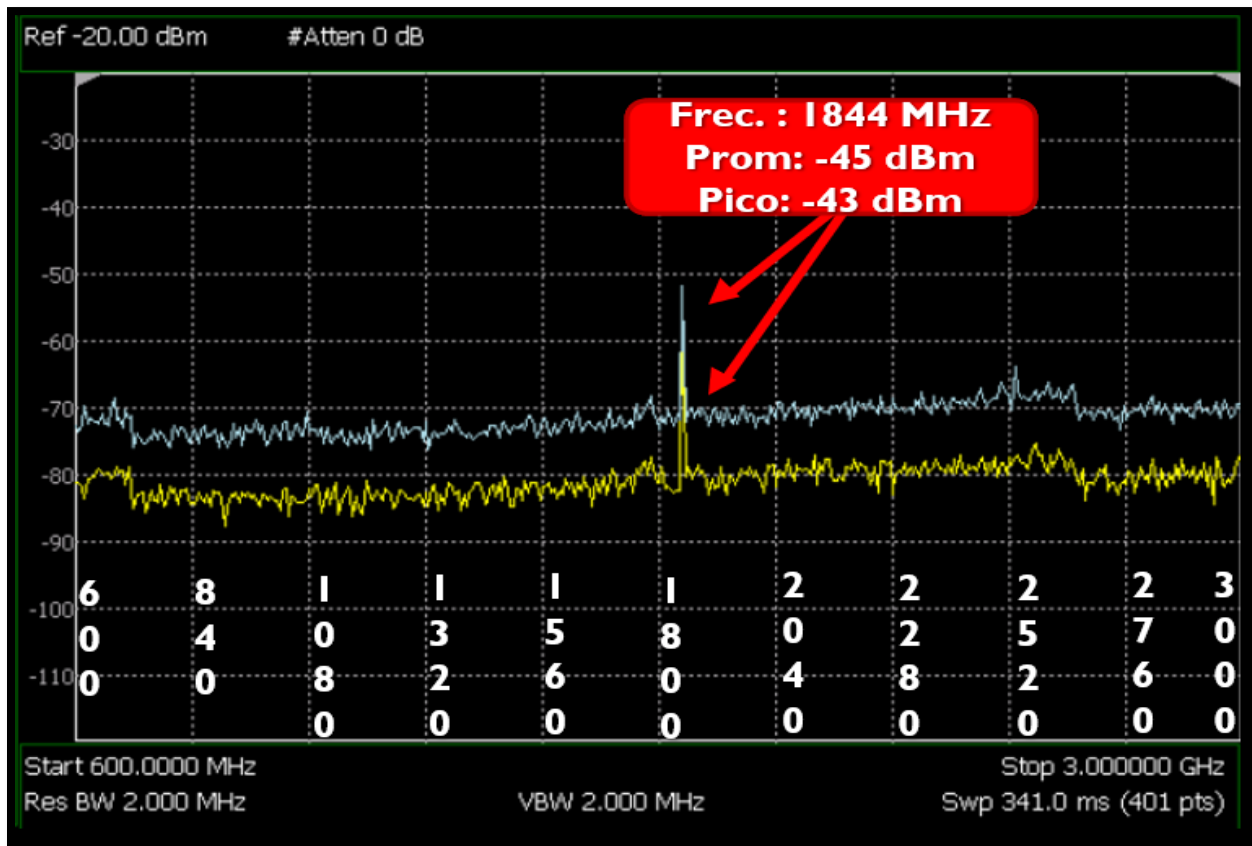


Figura 8.4 - Ruido constante de -45dBm a una frecuencia 1844 MHz. Se utilizó el equipo Keysight Technologies N9912A. La gráfica amarilla representa el promedio de potencia y la gráfica color azul cielo los picos, ambas en unidades de dBm.

Al transmitir el ruido constante de 1844 MHz a las distintas potencias mencionadas, se encontró que, el único parámetro notablemente alterado fue el factor de ruido, en donde, a -60dBm (la menor potencia transmitida) el promedio cambió 24.4%, a -50dBm 234.86% y finalmente, a los -45dBm hasta 760.20%. Similarmente, la desviación estándar también aumentó conforme íbamos incrementando la potencia de ruido. Esto, nos dice que los valores y la dispersión de la medición del factor de ruido se disparan radicalmente con el aumento en la potencia del ruido transmitido, como se puede observar en las tablas 8.3, 8.4 y 8.5:

Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Sin ruido			Ruido constante a 1844 MHz con potencia de -45dBm				
		Promedio	Desv. Est.	Cpk	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
<b>Factor de ruido</b>	<b>razón</b>	<b>1.853</b>	<b>0.014</b>	<b>6.349</b>	<b>15.940</b>	<b>0.154</b>	<b>760.20%</b>	<b>990.78%</b>	<b>-29.145</b>
Potencia de OIP3	mW	3.396	0.2017	4.000	3.366	0.228	0.87%	12.96%	3.498
Ganancia de potencia	razón	20.855	0.0147	152.898	20.805	0.015	0.24%	1.35%	149.756
Potencia de IIP3	mW	0.382	0.0227	4.000	0.383	0.026	0.10%	14.12%	3.500
Corriente Quiescente	mA	4.108	0.0026	77.521	4.111	0.002	0.07%	20.12%	97.510
Magnitud de $S_{11}$	razón	0.269	0.0002	188.056	0.269	0.000	0.05%	12.31%	214.684
Magnitud de $S_{22}$	razón	0.195	0.0003	169.284	0.195	0.000	0.01%	8.39%	184.801

Tabla 8.3 - Comparación de parámetros sin ruido y con ruido constante a 1844 MHz con potencia de -45 dBm.

Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Sin ruido			Ruido constante a 1844 MHz con potencia de -50dBm				
		Promedio	Desv. Est.	Cpk	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
<b>Factor de ruido</b>	<b>razón</b>	<b>1.853</b>	<b>0.014</b>	<b>6.349</b>	<b>6.205</b>	<b>0.050</b>	<b>234.86%</b>	<b>256.48%</b>	<b>-24.528</b>
Potencia de OIP3	mW	3.396	0.2017	4.000	3.369	0.221	0.79%	9.64%	3.608
Ganancia de potencia	razón	20.855	0.0147	152.898	20.808	0.014	0.22%	6.94%	163.166
Potencia de IIP3	mW	0.382	0.0227	4.000	0.383	0.025	0.13%	10.51%	3.613
Corriente Quiescente	mA	4.108	0.0026	77.521	4.111	0.002	0.06%	15.52%	92.108
Magnitud de $S_{11}$	razón	0.269	0.0002	188.056	0.269	0.000	0.04%	6.31%	177.055
Magnitud de $S_{22}$	razón	0.195	0.0003	169.284	0.195	0.000	0.05%	7.31%	182.733

Tabla 8.4 - Comparación de parámetros sin ruido y con ruido constante a 1844 MHz con potencia de -50 dBm.

Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Sin ruido			Ruido constante a 1844 MHz con potencia de -60dBm				
		Promedio	Desv. Est.	Cpk	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
<b>Factor de ruido</b>	<b>razón</b>	<b>1.853</b>	<b>0.014</b>	<b>6.349</b>	<b>2.307</b>	<b>0.021</b>	<b>24.47%</b>	<b>50.88%</b>	<b>3.222</b>
Potencia de OIP3	mW	3.396	0.2017	4.000	3.429	0.228	0.97%	13.26%	3.484
Ganancia de potencia	razón	20.855	0.0147	152.898	20.836	0.019	0.09%	32.56%	115.023
Potencia de IIP3	mW	0.382	0.0227	4.000	0.389	0.026	1.72%	13.86%	3.428
Corriente Quiescente	mA	4.108	0.0026	77.521	4.111	0.003	0.05%	2.00%	79.384
Magnitud de $S_{11}$	razón	0.269	0.0002	188.056	0.269	0.000	0.06%	9.02%	206.955
Magnitud de $S_{22}$	razón	0.195	0.0003	169.284	0.195	0.000	0.02%	15.34%	199.995

Tabla 8.5 - Comparación de parámetros sin ruido y con ruido constante a 1844 MHz con potencia de -60 dBm.

Otro detalle interesante que se puede observar es que, conforme aumenta la potencia de ruido, la ganancia medida va disminuyendo un poco, comenzando con 20.855 sin ruido, 20.836 con ruido a -60 dBm, 20.808 con ruido a -50dBm y 20.805 con ruido a -45dBm. Estos cambios, son muy pequeños como para afectar el desempeño de la medición en producción dado a que, el Cpk, permanece por encima de la unidad.

Ahora, si graficamos el factor de ruido con respecto a las corridas de la rutina de prueba, para las distintas potencias utilizadas, como en la figura 8.5, obtendremos una apreciación visual útil del cómo va cambiando este parámetro con el aumento de la potencia del ruido transmitido. En donde, tiene un promedio de 1.853 sin ruido, 2.307 con ruido constante a -60dBm, 6.205 con ruido constante a -50dBm y, de 15.940 con ruido a -45dBm, como se puede observar en la figura:

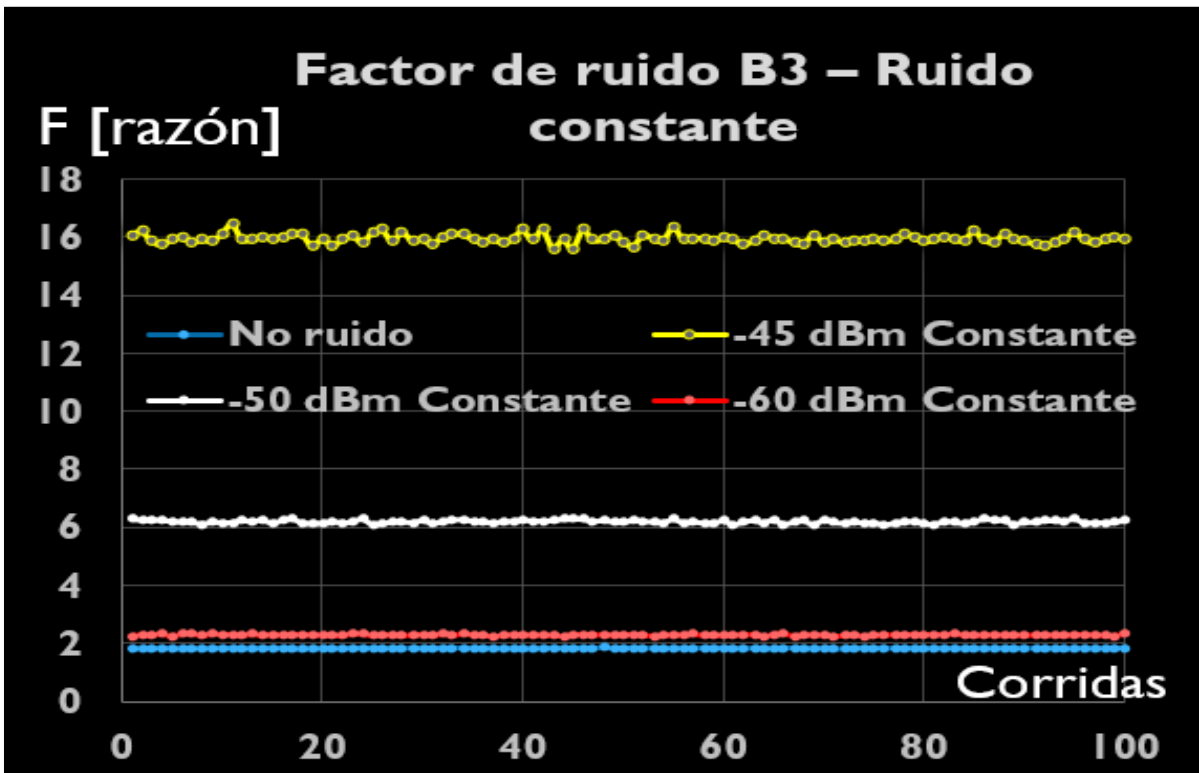


Figura 8.5 - Gráfica de comparación del factor de ruido. Se utilizaron distintas potencias de ruido transmitido a 1844 MHz para evaluar el amplificador de bajo ruido de la banda 3 (4G-LTE).

A parte de estudiar los valores del factor de ruido con respecto a las potencias del ruido transmitido, otro análisis interesante, fue el de realizar la comparación de los niveles del factor de ruido a una misma potencia constante, pero, a diferente frecuencia de transmisión acorde a los tres amplificadores seleccionados durante la segunda y tercera etapa del experimento. Así, para el análisis, se seleccionaron los datos del factor de ruido obtenido a una potencia de -45dBm, para el amplificador de la banda 20 (806 MHz), el de la banda 3 (1842.5 MHz) y el de Wi-Fi (2400 MHz).

Al verificar esta comparación, pudo notarse que, a pesar de que el ruido transmitido es a la misma potencia en todos los casos, la frecuencia si influye en el cambio porcentual adquirido de las mediciones con respecto a su equivalente sin ruido. En donde, el ruido transmitido a 807 MHz provocó un cambio porcentual de 33.5% en el factor de ruido del amplificador de la banda 20 de LTE, el ruido a 1844 MHz un cambio de 760% en el de la banda 3 de LTE y, el ruido a 2401 MHz un cambio de 2460%; lo cual, nos indica que el cambio porcentual se va incrementando al aumentar la frecuencia del ruido transmitido. En las tablas 8.6, 8.7, 8.8 y 8.9, se muestra la comparación para las distintas frecuencias mencionadas.

El hecho de que, los valores del factor de ruido se disparen más al incrementar la frecuencia del ruido transmitido y de operación del amplificador, está relacionado a que, entre más alta sea la frecuencia de la señal, menor será su longitud de onda; por lo que, esta podrá introducirse más fácilmente en las líneas de transmisión del sistema test fixture-amplificador por medio de las aberturas, resultando, en una mayor absorción de la potencia del ruido transmitido por la antena. Aunado a esto, puede observarse que, en el caso del ruido a 2401 MHz, el factor de ruido del amplificador de la banda 20 de LTE también será afectado por esta señal (tabla 8.9), pero, en menor proporción; la razón de esto es que, la señal transmitida a 2401 MHz se comporta como el tercer armónico (tercer múltiplo entero de frecuencia) de la frecuencia 800.33 MHz, la cual, cae dentro del ancho de banda de la medición para el amplificador mencionado. De este modo, si la línea de transmisión de dicho amplificador está preparada para la longitud de onda de una señal de 806 MHz, entonces, una señal de 2401 MHz tendrá una longitud de onda que puede extenderse aproximadamente tres veces en ella.

Sin ruido				Ruido constante a 807MHz y potencia -45dBm				
Amplificador de banda 20 (LTE) para 806 MHz	Unidad	Prom.	Desv. Est.	Prom.	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Factor de ruido	razón	2.149	0.0258	2.871	0.036	33.5%	41.1%	-3.28

Tabla 8.6 - Factor de ruido para el amplificador de la banda 20 con ruido constante de 807 MHz a -45dBm.

Sin ruido				Ruido constante a 1844 MHz y potencia de -45dBm				
Amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Prom.	Desv. Est.	Prom.	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Factor de ruido	razón	1.853	0.0141	15.940	0.154	760%	990%	-29.14

Tabla 8.7 - Factor de ruido para el amplificador de la banda 3 con ruido constante de 1844 MHz a -45dBm.

Sin ruido				Ruido constante a 2401 MHz y potencia de -45dBm				
Amplificador de Wi-Fi para 2400 MHz	Unidades	Prom	Desv. Est.	Prom.	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Factor de ruido	razón	1.427	0.0134	36.525	0.442	2460%	3189%	-26.35

Tabla 8.8 - Factor de ruido para el amplificador de Wi-Fi con ruido constante de 2401 MHz a -45dBm.

Sin ruido				Ruido constante a 2401 MHz y potencia de -45dBm				
Amplificador de banda 20 (LTE) para 806 MHz	Unidad	Prom.	Desv. Est.	Prom.	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
Factor de ruido	razón	2.149	0.0258	2.761	0.029	28.4%	11.91%	-2.87

Tabla 8.9 - Factor de ruido para el amplificador de la banda 20 con ruido constante de 2401 MHz a -45dBm.

Ahora, similarmente al análisis de transmisión de ruido constante utilizando el amplificador de la banda 3, para el ruido espurio, también se tomó a este como base del análisis; en donde, se comparó el comportamiento a distintas potencias y porcentajes de activación para la transmisión del ruido. Con este análisis, se pudo observar que el cambio porcentual del promedio y la desviación estándar aumentaba tanto con la potencia del ruido transmitido, como con el porcentaje de activación de este; de forma que, el menor cambio porcentual se dio a una potencia de -60dBm con una activación del 25%, mientras que, el mayor, se dio a -45dBm con activación del 75%. Naturalmente, fue posible observar que entre más cercano al 100% era el porcentaje de activación, el cambio porcentual del promedio se parecía más al obtenido a la misma potencia en ruido constante. A continuación, se muestran las tablas 8.10, 8.11, 8.12 y 8.13, con los datos de las distribuciones obtenidas:

Sin ruido					Ruido esporádico activo al 25%, a 1844 MHz y potencia de -45dBm				
Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Cpk	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
<b>Factor de ruido</b>	razón	1.853	0.014	6.349	5.359	6.120	189.20%	43362.04%	-0.15
<b>Potencia de OIP3</b>	mW	3.396	0.2017	4.000	3.402	0.229	0.18%	13.78%	3.50
<b>Ganancia de potencia</b>	razón	20.855	0.0147	152.89	20.792	0.016	0.30%	10.61%	136.94
<b>Potencia de IIP3</b>	mW	0.382	0.0227	4.000	0.387	0.026	1.24%	14.97%	3.41
<b>Corriente Quiescente</b>	mA	4.108	0.0026	77.521	4.113	0.002	0.11%	9.75%	86.53
<b>Magnitud de S<sub>11</sub></b>	razón	0.269	0.0002	188.05	0.269	0.000	0.05%	10.85%	211.15
<b>Magnitud de S<sub>22</sub></b>	razón	0.195	0.0003	169.28	0.195	0.000	0.01%	18.30%	207.19

Tabla 8.10 - Comparación al aplicar ruido esporádico activo al 25% a 1844 MHz con potencia de -45dBm.

Sin ruido					Ruido esporádico activo al 75%, a 1844 MHz y potencia de -45dBm				
Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Promedio	Desv. Est.	Cpk	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
<b>Factor de ruido</b>	razón	1.853	0.014	6.349	12.604	8.339	580.17%	59125.41%	-0.403
<b>Potencia de OIP3</b>	mW	3.396	0.2017	4.000	3.378	0.227	0.51%	12.36%	3.534
<b>Ganancia de potencia</b>	razón	20.855	0.0147	152.89	20.765	0.015	0.43%	5.22%	143.385
<b>Potencia de IIP3</b>	mW	0.382	0.0227	4.000	0.385	0.026	0.71%	13.74%	3.482
<b>Corriente Quiescente</b>	mA	4.108	0.0026	77.521	4.113	0.002	0.10%	11.52%	88.227
<b>Magnitud de S<sub>11</sub></b>	razón	0.269	0.0002	188.05	0.269	0.000	0.07%	15.30%	222.349
<b>Magnitud de S<sub>22</sub></b>	razón	0.195	0.0003	169.28	0.195	0.000	0.02%	1.35%	171.565

Tabla 8.11 - Comparación al aplicar ruido esporádico activo al 75% a 1844 MHz con potencia de -45dBm.

**Ruido esporádico activo al 25%, a 1844 MHz  
y potencia de -60dBm**

Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Sin ruido			Ruido esporádico activo al 25%, a 1844 MHz y potencia de -60dBm				
		Promedio	Desv. Est.	Cpk	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
<b>Factor de ruido</b>	<b>razón</b>	1.853	0.014	6.349	1.961	0.188	5.80%	1237.93%	0.665
<b>Potencia de OIP3</b>	mW	3.396	0.2017	4.000	3.372	0.245	0.69%	21.73%	3.254
<b>Ganancia de potencia</b>	razón	20.855	0.0147	152.89	20.773	0.014	0.39%	6.74%	161.958
<b>Potencia de IIP3</b>	mW	0.382	0.0227	4.000	0.385	0.028	0.56%	23.47%	3.214
<b>Corriente Quiescente</b>	mA	4.108	0.0026	77.521	4.113	0.002	0.11%	13.39%	90.166
<b>Magnitud de <math>S_{11}</math></b>	razón	0.269	0.0002	188.05	0.269	0.000	0.08%	3.45%	195.099
<b>Magnitud de <math>S_{22}</math></b>	razón	0.195	0.0003	169.28	0.195	0.000	0.00%	5.18%	178.541

Tabla 8.12 - Comparación al aplicar ruido esporádico activo al 25% a 1844 MHz con potencia de -60dBm.

**Ruido esporádico activo al 75%, a 1844 MHz y  
potencia de -60dBm**

Parámetros de amplificador de banda 3 (LTE) para 1842.5 MHz	Unidad	Sin ruido			Ruido esporádico activo al 75%, a 1844 MHz y potencia de -60dBm				
		Promedio	Desv. Est.	Cpk	Promedio	Desv. Est.	Delta% Prom.	Delta% Desv. Est.	Cpk
<b>Factor de ruido</b>	<b>razón</b>	1.853	0.014	6.349	2.204	0.192	18.92%	1262.35%	0.536
<b>Potencia de OIP3</b>	mW	3.396	0.2017	4.000	3.402	0.207	0.18%	2.89%	3.878
<b>Ganancia de potencia</b>	razón	20.855	0.0147	152.89	20.758	0.014	0.47%	2.28%	154.202
<b>Potencia de IIP3</b>	mW	0.382	0.0227	4.000	0.388	0.024	1.44%	4.21%	3.761
<b>Corriente Quiescente</b>	mA	4.108	0.0026	77.521	4.113	0.002	0.11%	14.08%	90.902
<b>Magnitud de <math>S_{11}</math></b>	razón	0.269	0.0002	188.05	0.269	0.000	0.05%	3.08%	194.232
<b>Magnitud de <math>S_{22}</math></b>	razón	0.195	0.0003	169.28	0.195	0.000	0.04%	2.36%	173.275

Tabla 8.13 - Comparación al aplicar ruido esporádico activo al 75% a 1844 MHz con potencia de -60dBm.

Dicho lo anterior, para observar el comportamiento del factor del ruido sometido a ruido espurio, se seleccionaron los casos a -45 dBm con porcentajes de activación de 25% y 75%, en conjunto con el caso en donde no hay ruido aplicado (tabla 8.10 y 8.11). Al graficar estos, como en la figura 8.6, puede notarse que, para el caso en donde no hay ruido, el factor de ruido siempre permanece con un valor de 1.85 aproximadamente; mientras que, en el 25% de activación, el 75% de las corridas permanecen en 1.85 y el resto en 15.94; finalmente, para la activación del 75%, aproximadamente el 25% de las corridas permanece en 1.85 y el 75% restante en 15.94. Lo anterior, nos hace entender que la distribución con el ruido espurio tiene demasiada dispersión y es por esto, que la desviación estándar se incrementa mucho más con el ruido espurio en comparación con el ruido constante.

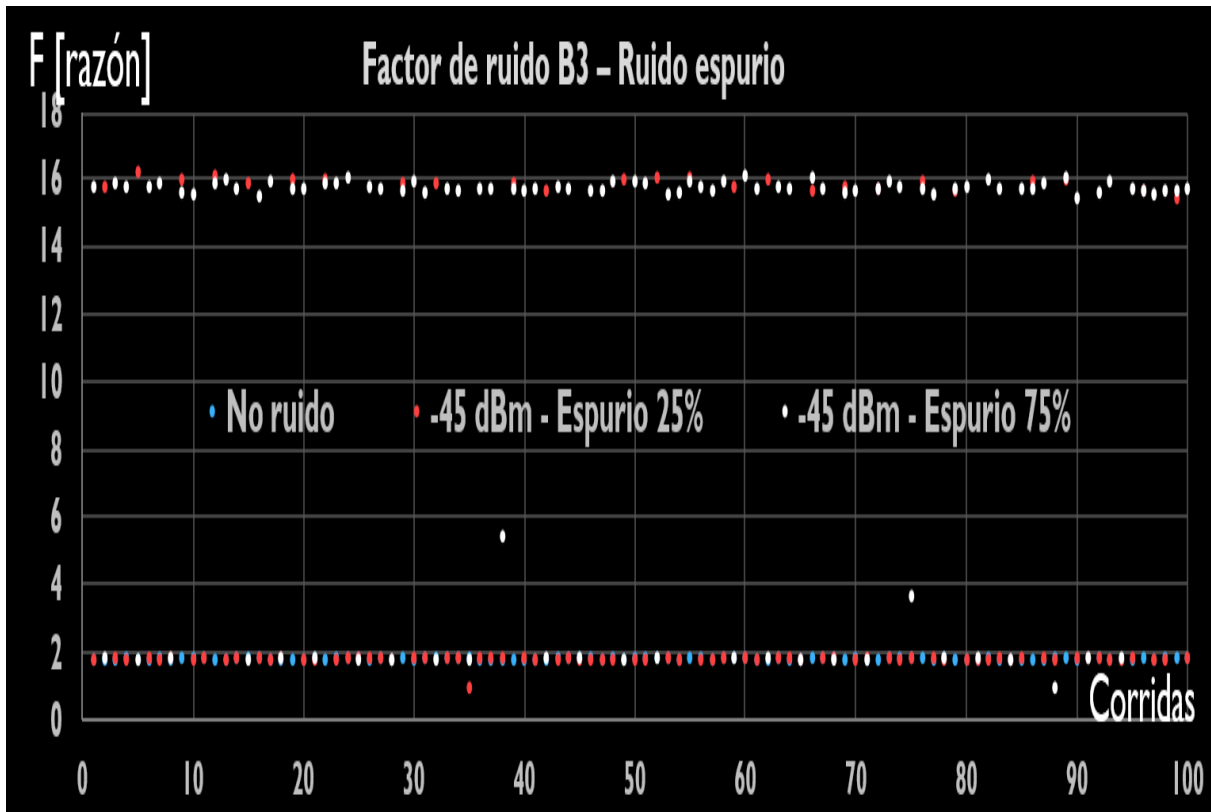


Figura 8.6 - Gráfica de comparación del factor de ruido con ruido espurio. Se utilizaron distintos porcentajes de activación para evaluar el amplificador de bajo ruido de la banda 3 (4G-LTE).

### 8.3 Conclusiones sobre la prueba de ruido y análisis de una solución

De los datos obtenidos con el experimento de ruido, fue posible concluir los siguientes puntos:

- Aquellas señales de ruido absorbidas por el sistema test fixture-amplificador que, se encuentren en frecuencias dentro del ancho de banda de la medición de factor de ruido, harán que este parámetro cambie su valor drásticamente.
- El cambio porcentual del promedio y de la desviación estándar del factor de ruido para un amplificador que, opera en alguna frecuencia de interés, aumenta con el nivel de potencia de ruido transmitido en su banda de operación. A su vez, este cambio también aumenta cuando utilizamos un amplificador y ruido transmitido a frecuencias más altas.
- La señal de ruido absorbida por el sistema test fixture-amplificador puede ser de una frecuencia que es armónica de otra, y, afectar tanto el factor de ruido de la frecuencia original, como aquella de la cual es múltiplo, pero en menor magnitud.
- La desviación estándar aumenta al incrementar el porcentaje de activación del ruido espurio hasta llegar al 50%, sin embargo, va disminuyendo y estabilizándose conforme la activación se acerca al 100%.

El ruido electromagnético absorbido por el sistema es un problema muy grande debido a que, puede cambiar drásticamente las lecturas de las mediciones del factor de ruido, sin embargo, una forma de atenuar la potencia del ruido que llega a los circuitos del sistema es mediante una jaula de Faraday. Dado a que, la jaula de Faraday tiene que cubrir todo el sistema test fixture-amplificador para protegerlo del ruido, suelen requerirse cajas relativamente grandes e imprácticas para el ambiente de producción en masa. Por lo tanto, la solución a este problema debe ser el incluir el efecto de la jaula de Faraday dentro de los circuitos del sistema mediante el blindaje de ellos (shielding, en inglés) por medio de recubrimientos, placas internas y protectores metálicos, todos aterrizados.

## **9 Capítulo 9: Diseño e implementación de soluciones para minimizar los factores que afectan indeseablemente las mediciones**

Como se vio en las conclusiones de los experimentos realizados en los capítulos anteriores, los factores o problemas encontrados durante la prueba eléctrica de dispositivos semiconductores que contienen amplificadores de bajo ruido pueden resumirse y relacionarse con tres parámetros físicos importantes, la temperatura ambiente donde se lleva a cabo la prueba eléctrica, la impedancia de entrada o salida del sistema de soporte y tableros de prueba (test fixture), y, la potencia o nivel de ruido presente en este mismo. En donde, de estas tres variables físicas, se definió que la temperatura es muy difícil de controlar con un aditamento en el sistema test fixture dado a que, esta, depende en gran medida de las características del ambiente en donde se encuentre el equipo; a su vez, se encontró que los cambios de temperatura no producían alteraciones tan drásticas en las mediciones como para justificar una solución de alto costo y bajo rendimiento.

Por otro lado, los cambios en la impedancia de entrada o salida del sistema producen grandes variaciones en las mediciones obtenidas, en comparación cuando el equipo se encuentra en sus condiciones óptimas; por lo que, es deseable aplicar una solución que minimice o evite esta problemática. También, se encontró que un nivel considerable de ruido electromagnético en el sistema puede producir una alteración notable en la medición del factor de ruido o figura de ruido de los dispositivos probados; lo cual, no es deseable puesto que, este parámetro, es la característica principal para medir en los amplificadores de bajo ruido. Considerando estos puntos, se optó por concentrar las soluciones en la impedancia y el nivel de ruido en el sistema test fixture, dado a que, estos, causan mayor impacto en comparación a la temperatura; y, a su vez, pueden prevenirse o controlarse con una solución práctica y de bajo costo en comparación con el control de esta última.

### **9.1 Diseño e implementación de algoritmo para la solución de los problemas de impedancia**

Como se mencionó en las conclusiones de los experimentos de impedancia realizados, es muy complicado hacer que la probadora mida o identifique cuando algún componente específico del sistema test fixture no cuente con la impedancia característica establecida como estándar (usualmente, 50 ohms); dado a que, estos sistemas, suelen contar con muchos dispositivos conectados a lo largo de las líneas de transmisión utilizadas para guiar la potencia de radiofrecuencia. Es por esto, que, en vez de tratar de medir la impedancia de cada componente por separado, se concentran los esfuerzos en medir únicamente la impedancia de entrada y de salida del sistema test fixture, puesto que, esta, está en función de sus componentes internos. Así, si un componente comienza a degradarse, a su vez, lo hará la impedancia ya sea en la entrada o la salida.

Sin embargo, en un proceso de prueba eléctrica automatizada para producción en masa, no es rentable monitorear manualmente la impedancia en los distintos equipos, puesto que, esto implicaría detener el proceso resultando en una reducción de las salidas obtenidas y a su vez, de las ganancias de la empresa. Por lo que, el personal de asistencia de equipo a cargo no tiene más remedio que ejercer un mantenimiento correctivo cuando los efectos de la degradación de

impedancia son tan pronunciados como para afectar gravemente el desempeño de las probadoras. Para todo tipo de equipo o maquinaria, el mantenimiento correctivo es una acción no deseable puesto que, implica la reparación y reemplazo de componentes en la mayoría de los casos, lo cual, resulta muy costoso.

Para el proceso de prueba eléctrica y las probadoras automáticas, esto no es distinto; dado a que, al realizarse la acción correctiva para reparar un problema pronunciado de impedancia, suelen cambiarse componentes dañados del sistema test fixture y realizarse las calibraciones adecuadas para poner en marcha al equipo de nuevo. Esta acción, conlleva tiempo de análisis, reparación y requerimiento de partes de repuesto, resultando en una solución poco eficiente para un problema que puede haberse prevenido.

Dicho esto, dado a que la degradación de la impedancia de entrada o salida del test fixture puede ser provocada por prácticamente cualquier componente interno en este y, que, esta degradación por el uso del equipo es casi inevitable en la mayoría de los casos; se optó por analizar y evaluar el cambio de la impedancia durante el proceso de prueba eléctrica mediante software, con el fin de detectar tendencias que nos indiquen cuando el test fixture se está degradando. De esta manera, el algoritmo diseñado, implementará el mantenimiento predictivo en el proceso de prueba eléctrica, en donde, notificará al personal de reparación de equipo cuando se identifique que el test fixture esté propenso a fallar en un futuro. Así, será posible hacer una revisión o mantenimiento preventivo de los componentes del sistema antes de que se dañen por completo con el fin de alargar su tiempo de vida útil.

Usualmente, en el proceso de prueba eléctrica de amplificadores de radiofrecuencia, la impedancia de entrada y salida no se miden directamente, sino que, se miden los efectos de la diferencia de esta con el estándar deseable (comúnmente, 50 ohms) mediante la caracterización de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  del dispositivo a prueba (DUT, por sus siglas en inglés) o bien, mediante el parámetro conocido como “Pérdida por Retorno” (Return Loss). El Return Loss, como ya se había mencionado, se mide en decibeles y es el resultado de aplicar el logaritmo a la magnitud del parámetro  $S_{11}$  (Return Loss de entrada) o, al  $S_{22}$  (Return Loss de salida); sin embargo, como el Return Loss solo utiliza la magnitud de los parámetros-S mencionados, la fase y, por tanto, la representación compleja de estos se pierde [6]. Teniendo en cuenta esto, dado a que, el  $S_{11}$  y el  $S_{22}$  pueden calcularse como la relación de impedancias complejas de la fuente y la entrada o, salida del sistema test fixture, respectivamente, es preferible medir los parámetros-S del dispositivo en vez del Return Loss únicamente, puesto que, este último, no nos brinda la información suficiente para calcular la impedancia del sistema.

Una vez que, contemos con que el programa de prueba mide los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  del dispositivo a prueba en su representación compleja, será posible obtener la impedancia de entrada y salida del test fixture, por medio de las expresiones ya mencionadas [6]:

$$S_{11} = \frac{Z_{entrada} - Z_{fuente}}{Z_{entrada} + Z_{fuente}}$$

$$S_{22} = \frac{Z_{salida} - Z_{fuente}}{Z_{salida} + Z_{fuente}}$$

Así, al ser capaz de almacenar los valores de las impedancias con la ayuda del programa de prueba, solo se tomará en cuenta la parte real de estas dado a que, es la que nos proporcionará la potencia real de las señales; así, será posible utilizar esa información en el algoritmo de mantenimiento predictivo a implementar. Este último, será diseñado para detectar las tendencias al operar ininterrumpidamente en un ciclo infinito mientras el programa de prueba y el equipo estén probando dispositivos con amplificadores de bajo ruido para producción en masa, de modo que, solo utilizará la información pertinente para evaluar e informar cuando el test fixture se esté degradando. Para este algoritmo, se consideró que los valores de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , así como la parte real de las impedancias obtenidas, forman distribuciones normales dado a que el material de los lotes probados es homogéneo.

Teniendo lo anterior en cuenta, y, sabiendo que la teoría estadística recomienda utilizar una muestra mayor de 30 elementos para obtener distribuciones normales [33], se optó por tomar muestras de 50 piezas para asegurar este comportamiento. De este modo, el algoritmo tomaba a cada dispositivo probado como un elemento individual, del cual, extraía la información correspondiente de su impedancia (parte real) de entrada para formar una distribución normal y a su vez, otra para la impedancia (parte real) de salida; en donde, cada una de estas estaba conformada por 50 mediciones obtenidas de 50 dispositivos distintos que forman parte del lote probado. Así, el algoritmo obtenía tres promedios (provenientes de una distribución cada uno) para cada tipo de impedancia, calculaba la diferencia del segundo con el primero y del tercero con el primero, de forma que, si las dos diferencias (deltas) calculadas eran positivas o bien, si ambas eran negativas, significaba que existía una tendencia de incremento o decremento consecutivo en las distribuciones; lo cual, indicaría que el test fixture estaba sufriendo una desviación de su impedancia inicial por algún componente interno que comenzaba a degradarse, esta rutina de comparación, se repetiría continuamente mientras se esté probando material en el equipo.

Al detectarse la tendencia, ya sea para la impedancia de entrada, la de salida o ambas, el algoritmo enviaba una alerta al personal correspondiente con el propósito de informar lo encontrado; de forma que, se aplicara una revisión de mantenimientos antes de que ocurriera una posible falla futura. El algoritmo anterior, se puede representar gráficamente en el diagrama de flujo mostrado en la figura 9.1. En este, primero se declaran e inician en cero cuatro contadores antes de probar el primer dispositivo del lote; Contador\_1, para hacer el conteo de dispositivos probados; Contador\_2, para contar la cantidad de promedios realizados; Contador\_3, para indicar si la tendencia de la impedancia de entrada se incrementó o decreció consecutivamente; y, Contador\_4, para mostrar si la tendencia de la impedancia de salida se incrementó o decreció consecutivamente.

Luego, se miden los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  para calcular la impedancia correspondiente de entrada y salida; después, se almacenan los valores obtenidos en memoria, se incrementa el Contador\_1 en "1" y se somete a una condición que evalúa si el Contador\_1 es igual a 50; en caso de no serlo, este proceso se repite hasta que el contador sea igual a 50, es decir, cuando se hayan probado 50 dispositivos. Al cumplirse que el contador es igual a 50, se obtendrá un promedio para la



Al probar otros 50 dispositivos, el Contador\_2 será igual a 2, de forma que, pasará a la siguiente condición que evaluará si este es igual a 3, al no serlo así, almacenará los promedios en “Zen\_Prom\_2” y “Zsa\_Prom\_2” para después calcular los deltas para la impedancia de entrada (Zen\_Delta) y para la de salida (Zsa\_Delta).

Después de calcular esto, se evalúa si Zen\_Delta y Zsa\_Delta son mayores a cero, de serlo así, los contadores Contador\_3 y Contador\_4 se incrementan en “1”, respectivamente; de lo contrario, se les resta “1”. Luego, se verifica si estos contadores llevan una cuenta mayor a 1 o menor a -1, en donde, para la segunda vuelta, esto no será posible; finalmente, esta vuelta termina como la anterior, escribiendo los promedios, borrando los valores de la impedancia almacenados en los conjuntos y reiniciando el Contador\_1. Por último, para la tercera vuelta, el Contador\_2 será igual a 3, se almacenarán los promedios en “Zen\_Prom\_3” y “Zsa\_Prom\_3” mientras se reinicia el Contador\_2 en 0 y, se calculan los deltas correspondientes; después, se evaluarán para verificar si son mayores a 0 con el fin de sumar o restar “1” en la cuenta de Contador\_3 y Contador\_4.

Si se incrementa o, decrementa consecutivamente cualquiera de los dos contadores anteriores, significa que habrá una tendencia, la cual, se detectará con las condiciones posteriores; en donde, estas llevarán al algoritmo a una sección en la cual se reiniciará el contador correspondiente y se mandará la alerta indicada, ya sea para informar que la impedancia de entrada, la de salida o ambas, están teniendo tendencias de desviación en su comportamiento. Esta tercera vuelta, finaliza como las anteriores, pero, con la diferencia de que el Contador\_2 estará en 0, de forma que, se iniciará otra primera vuelta y se repetirán estos ciclos indefinidamente mientras se sigan probando dispositivos de los lotes.

## **9.2 Resultados y conclusiones de implementación de algoritmo para monitorear la impedancia**

Al implementar este algoritmo en el programa de prueba del amplificador de bajo ruido seleccionado para el estudio, se tomó un equipo de producción para su calificación durante tres días y así, se verificó el desempeño de este en comparación con otros 3 que no lo tenían. En donde, se apreció un notable aumento del tiempo de vida en los componentes que más se reemplazaban en los otros sin el algoritmo, puesto que, para este equipo en particular, el personal de reparación hacia el mantenimiento preventivo en el tiempo correspondiente cuando el algoritmo encontraba tendencias en el comportamiento de las impedancias de entrada y salida. Naturalmente, al aumentar el tiempo de vida de los componentes, también el desempeño general y las salidas del equipo se incrementaron, reduciéndose las falsas fallas causadas por un mal acoplamiento en la impedancia de los circuitos del sistema test fixture; lo anterior, se cuantifico mediante la medición de la “Efectividad Total de los Equipos”, o bien, el “OEE” por sus siglas en inglés (Overall Equipment Effectiveness).

El cálculo del OEE, nos permite cuantificar que tan eficiente es un equipo por medio del producto de su tasa de disponibilidad de operación, su tasa de velocidad de operación efectiva y su desempeño (yield):

$$OEE = \left( \frac{\text{Tiempo}_{\text{corriendo}}}{\text{Tiempo}_{\text{total}}} \right) \left( \frac{\text{Velocidad}_{\text{operación}}}{\text{Velocidad}_{\text{máxima}}} \right) \left( \frac{\text{Piezas}_{\text{buenas}}}{\text{Piezas}_{\text{totales}}} \right) * 100\%$$

En donde, “ $Tiempo_{\text{corriendo}}$ ” es el tiempo en que el equipo estuvo produciendo, “ $Tiempo_{\text{total}}$ ” es el tiempo total disponible para trabajar, “ $Velocidad_{\text{operación}}$ ” es la velocidad de operación del equipo al producir, “ $Velocidad_{\text{máxima}}$ ” es la velocidad máxima que permiten las capacidades del equipo, “ $Piezas_{\text{buenas}}$ ” es la cantidad de piezas buenas producidas y “ $Piezas_{\text{totales}}$ ” es la cantidad de piezas totales probadas. Para comparar la eficiencia de los equipos sin algoritmo y el que lo tenía implementado, se registró el OEE por hora de cada uno de ellos durante 3 días (72 horas); en donde, se graficó el promedio por hora de los 3 equipos sin algoritmo llamándolo “Promedio de Equipos 1, 2, 3” y el OEE del equipo con algoritmo “Equipo con algoritmo” en la figura 9.2. A su vez, en esta misma gráfica, se apreció que el promedio general del promedio por hora de los equipos 1, 2, 3 fue de 81% mientras que para el equipo que tenía el algoritmo fue de 85%; lo cual, nos confirma que el algoritmo vuelve más eficientes a los equipos de prueba.

### Gráfica de Efectividad Total de los Equipos (OEE)

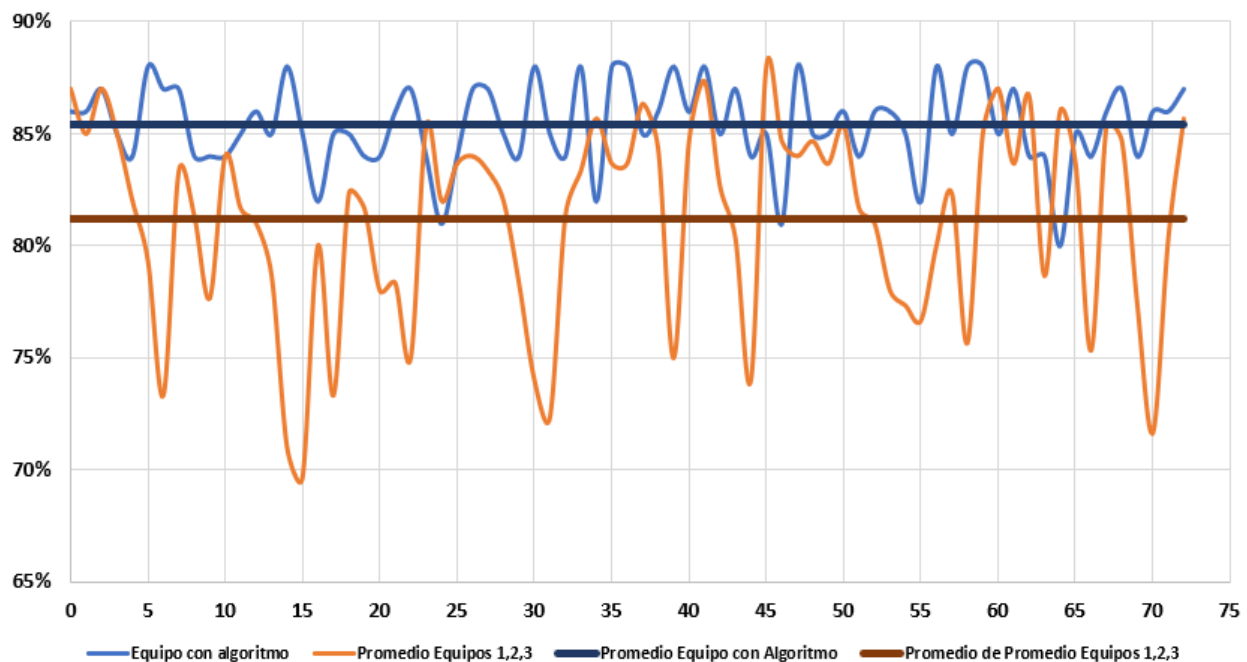


Figura 9.2 – Gráfica del OEE para los equipos con y sin algoritmo de mantenimiento predictivo de impedancia.

Como puede observarse en la gráfica, la oscilación del OEE tiene valles y crestas muy pronunciados para el promedio de los equipos sin algoritmo, lo cual, resulta del mantenimiento correctivo que el personal encargado de reparación tiene que ejecutar cuando el problema de impedancia está presente. Así, con estos resultados, se comprueba que el algoritmo y la solución diseñada para resolver los problemas de impedancia del test fixture cumplen con el objetivo de minimizar la influencia negativa en las mediciones debido a los factores o problemas que se presentan en un ambiente de producción en masa.

### **9.3 Diseño e implementación de solución para problemas de ruido electromagnético en los equipos**

Como se vio en las conclusiones del capítulo 8, en el cual, se explicó detalladamente el experimento que provocaba interferencia electromagnética (EMI) en los circuitos y mediciones debido a un nivel alto de ruido irradiado sobre el test fixture; se encontró que, el parámetro probado más afectado, fue el factor de ruido, o bien, la figura de ruido. Aunado a esto, se notó que el factor de ruido empeoraba más para un mismo nivel de potencia irradiada, pero, con una frecuencia más alta. Esto, nos indica que los circuitos del test fixture absorben una mayor fracción de la potencia irradiada conforme incrementamos la frecuencia y que, como los campos eléctricos y magnéticos que componen las ondas absorbidas tienen una mayor tasa de cambio por una frecuencia más alta, inducirán mayores voltajes y corrientes de ruido en los circuitos del sistema de acuerdo con las leyes de Faraday y de Ampere.

A su vez, otro efecto secundario de esto fue que, si la frecuencia del ruido irradiado se incrementaba hasta un punto en donde era múltiplo entero de alguna otra frecuencia de operación para algún amplificador de bajo ruido, el factor de ruido de este último, también se veía afectado; puesto que, el ruido irradiado, operaba como armónico de la frecuencia de operación del dispositivo probado y llegaba a las líneas de transmisión de este influenciando las mediciones obtenidas. Durante el experimento, se demostró que una jaula de Faraday o bien, la protección con un correcto blindaje (shielding), son suficientes como para reducir la potencia del ruido electromagnético que absorbe el test fixture hasta el punto en que no afecta lo suficiente como para provocar interferencia electromagnética en los circuitos y las mediciones; sin embargo, un cuarto o una jaula de Faraday como tal no puede implementarse en los equipos dado a que, se requiere mucho espacio y es costoso de realizar para la gran cantidad de probadoras que requiere el proceso.

Por los efectos y las razones mencionadas, es que, fue importante diseñar e implementar una solución de blindaje (shielding) adecuada para emular una jaula de Faraday sobre los circuitos del test fixture, pero, sin el espacio y costo que involucraría implementar una como tal en cada equipo; de forma que, sea viable para el proceso de prueba eléctrica de dispositivos que contienen amplificadores de bajo ruido para producción en masa. Es importante mencionar que, las técnicas requeridas para obtener un buen blindaje en los circuitos deben estar diseñadas en función de la frecuencia de las ondas electromagnéticas que deseamos bloquear de ellos, de modo que, para bloquear señales de baja frecuencia no siempre se utilizarán las mismas herramientas o materiales que con las de alta frecuencia. Por consiguiente, como el blindaje que planeamos diseñar estará operando en un ambiente de señales de radiofrecuencia (desde cientos de MHz hasta unos cuantos GHz), será necesario enfocar las técnicas en la protección en contra de ondas electromagnéticas de alta frecuencia.

Durante el experimento de ruido electromagnético, al muestrear las frecuencias de las señales del ambiente, pudimos notar en el analizador de espectro que aquellas representativas suelen ubicarse entre los 700 MHz y los 3000MHz (3 GHz) para telecomunicaciones, las cuales, abarcan señales de 2G, 3G, 4G LTE y Wi-Fi. En donde algunas, registraron picos máximos de hasta -43 dBm, los

cuales, pueden afectar fuertemente las mediciones del factor de ruido si no se cuenta con el blindaje adecuado. Para analizar el comportamiento de las ondas electromagnéticas encontradas, se debe considerar la distancia desde la fuente emisora hasta el circuito receptor; el cual, en nuestro caso, sería el test fixture.

Primero, debemos definir si el estudio se deberá hacer como campo cercano (near field); en donde, se consideran el campo eléctrico y magnético por separado en la onda electromagnética, para la cual, la impedancia  $Z_w = \frac{E}{H}$  de esta, varía en cada punto; o bien, como campo lejano (far field); en donde, la onda electromagnética se toma como una onda plana y su impedancia es constante e igual a la del medio [17, 37]. Para calcular la distancia desde la fuente emisora en la que se considera que comienza el campo lejano, se deberá utilizar la expresión:

$$d_{FF} = \frac{\lambda}{2\pi}$$

En donde, “ $d_{FF}$ ” es la distancia desde la fuente emisora hasta el receptor en la que, comienza el estudio como de campo lejano para considerar a la onda electromagnética como plana; y, “ $\lambda$ ” es la longitud de onda [17]. Las longitudes de onda de las señales muestreadas estas van desde los 43 cm para los 700 MHz, hasta los 10 cm para los 3 GHz; por lo que, el campo lejano de estas señales comienza a 6.84 cm para una y a los 1.59 cm para la otra, respectivamente. Lo anterior, quiere decir que el test fixture debería estar prácticamente tocando la fuente emisora de ruido para poder considerar el estudio como de campo cercano, lo cual, no es el caso dado a que, estas ondas provienen de otros equipos de prueba o de telecomunicaciones que se ubican a una distancia de unas decenas o cientos de metros lejanos; dicho esto, para el estudio de estas ondas, se considerarán todas como planas operando en el campo lejano de la fuente emisora.

Ahora, para diseñar un blindaje efectivo contra el ruido que, sea capaz de reducir el efecto de las ondas electromagnéticas que operan en el rango deseado de frecuencia, se deberá considerar la efectividad o características del material a utilizar, y, luego, la efectividad reducida por parte de las aperturas o discontinuidades en el diseño. Para el diseño de blindaje en alta frecuencia –como, en este caso– la eficiencia general de este estará determinada por la efectividad de las aperturas más que por la efectividad de las propiedades del material utilizado. A su vez, debe entenderse que, la efectividad del blindaje (shielding), también está en función de su geometría, posición dentro del confinamiento blindado (shielded enclosure) en donde los campos son medidos, ángulo de incidencia, polarización y la frecuencia de las ondas incidentes [17, 37].

En nuestro caso, por la estructura del test fixture, se facilita hacer un diseño de confinamiento blindado cuadrado, el cual, estará compuesto de hojas o láminas planas de un material conductor; esta forma, es muy útil dado a que, como las paredes serán planos conductores, se podrán despreñar los efectos de geometrías no uniformes permitiéndonos calcular la eficiencia del material y su grosor con relativa facilidad. Para calcular esta eficiencia, debemos entender primeramente que, al interactuar la superficie del blindaje con la onda electromagnética de ruido, existirán dos tipos de pérdidas en esta; primero, al incidir esta sobre el blindaje, ocurrirá una

reflexión parcial de la onda desde la superficie al espacio, obteniéndose una pérdida por reflexión; y, después, la porción no reflejada de la onda (o bien, la transmitida) es atenuada conforme cruza el material del confinamiento blindado, produciendo una pérdida por absorción. La pérdida por reflexión es dependiente del tipo de onda (si es campo eléctrico, magnético o plana) y, de la impedancia de la onda; mientras que, la pérdida por absorción es la misma ya sea para campos eléctricos o magnéticos en el campo cercano o bien, ondas planas en el campo lejano [17, 37].

Dicho esto, la efectividad total del blindaje (shielding) “S” para un material sólido (sin aperturas) y sin consideraciones geométricas como nuestro plano conductor, puede expresarse en decibeles como; la suma del efecto de pérdida por reflexión “R”, con la de la pérdida por absorción “A” y, con la de un factor de corrección “B” dado a múltiples reflexiones en cascarones delgados [17]:

$$S_{sólido} = A + R + B$$

Si el grosor de la pared del confinamiento blindado es mayor a la distancia en la que ocurre el efecto “Skin Depth”, podremos despreciar “B”. De modo que, la expresión anterior se reduce a:

$$S_{sólido} = A + R$$

Ahora, dado a que, el blindaje diseñado debe producirse en masa para una gran cantidad de equipos, debe ser capaz de estar expuesto al ambiente y ser fácilmente transportable; es necesario que esté compuesto de un conductor ligero, maleable, resistente a la corrosión, fácil de maquinar y relativamente barato. Entre los materiales disponibles, se consideró el cobre, el aluminio y el acero; sin embargo, el aluminio fue la mejor elección dado a que, es más barato que el cobre y es más ligero que el acero. A su vez, el aluminio es un metal que, al exponerse al oxígeno, produce un óxido resistente que lo protege de la corrosión.

Por otro lado, las propiedades eléctricas del aluminio nos indican que tiene una conductividad de  $\sigma = 3.77 * 10^7 \frac{S}{m}$  y una permeabilidad relativa de  $\mu_r = 1.0002$ , lo cual, es una permeabilidad de  $\mu = \mu_0 \mu_r \approx 4\pi * 10^{-7} \frac{H}{m}$ . Por lo que, con estos datos, y, la frecuencia “f”, nos será posible calcular el efecto de Skin Depth “ $\delta$ ” para la frecuencia mínima de 700 MHz y para una máxima de 3000 MHz por medio de la expresión:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

Obteniéndose como resultado,  $3.0994 \mu m$  para 700 MHz y,  $1.4972 \mu m$  para 3 GHz; con esto, podemos confirmar que el factor “B” de múltiples reflexiones podrá ser despreciado con prácticamente cualquier grosor de lámina de aluminio convencional. Con estos datos calculados, comprobamos que hasta las láminas de aluminio más delgadas como, por ejemplo, la de calibre 32 con 0.229mm de espesor, son más que suficientes para cubrir la necesidad de tener una pared más

gruesa que el Skin Depth. Sin embargo, dado a que, el test fixture en el que se instalará el blindaje diseñado estará constantemente expuesto a vibraciones, movimientos, entre otras características comunes en producción, se recomienda utilizar una lámina de calibre 26 con espesor de 0.457mm cuando menos para obtener una rigidez mecánica aceptable y un bajo peso.

Ahora, con el dato del Skin Depth y el espesor calibre 26 considerado, podremos calcular la pérdida por absorción en decibeles mediante la siguiente ecuación [17]:

$$A = 8.69 \left( \frac{t}{\delta} \right)$$

En donde, para 700 MHz obtendremos una pérdida por absorción de 1281.3 dB, mientras que, para, para 3 GHz será de 2652.5 dB. Como puede verse, entre mayor sea la frecuencia de la onda electromagnética que produce el ruido, mayor será la pérdida por absorción en el material. Ahora, el siguiente paso, será obtener la pérdida por reflexión en decibeles para las ondas planas incidentes a las paredes sólidas del confinamiento, la cual, se puede calcular por medio de la expresión [17]:

$$R = 168 + 10 \log \left( \frac{\sigma_r}{\mu_r f} \right)$$

Como la conductividad relativa del aluminio es  $\sigma_r = 0.61$  y el valor de su permeabilidad relativa es  $\mu_r = 1.0002$ ; para 700 MHz, tendremos una pérdida de 77.4 dB mientras que, para 3 GHz será de 71.08 dB.

De este modo, la efectividad del blindaje de una lámina conductora de aluminio sólida sin huecos resulta de la adición de la pérdida por absorción y reflexión  $S_{sólido} = +A + R$ ; obteniéndose, una protección excelente dado a que, se logra un blindaje total de 1358.7 dB para 700 MHz y, otro de 2723.58 dB para 3 GHz. Esto, quiere decir que si, por ejemplo, una onda electromagnética a 700 MHz con una potencia de -10 dBm incidiera en la lámina, saldría de esta con -1368.7 dBm por el otro lado ( $-10dBm - S_{sólido} = -1368.7 dBm$ ); lo cual, es prácticamente imposible de medir con instrumentos comunes puesto a que el ruido de fondo anda en niveles de -180 dBm a -80 dBm en los equipos convencionales. De forma que, si el confinamiento blindado es lo suficientemente bueno como para reducir el ruido incidente a -70 dBm, se considera como efectivo puesto que, a esos niveles, no se produce la interferencia electromagnética en los equipos.

Ahora, hasta el momento, se ha considerado únicamente aquellas paredes que son laminas sin huecos o sin perforaciones, las cuales, han demostrado ser altamente eficientes para bloquear el ruido electromagnético de acuerdo con nuestros cálculos. Sin embargo, en aplicaciones reales como en un test fixture, el confinamiento blindado necesita ser perforado para insertar cables, conectores, entre otros aditamentos necesarios para su funcionamiento; lo cual, repercute directamente en la eficiencia del blindaje. La cantidad de ruido que se introduce por las perforaciones en el blindaje depende principalmente de la dimensión lineal máxima de la apertura (el área no influye), de la impedancia de la onda electromagnética y de la frecuencia de esta.

La razón por la que la máxima dimensión lineal perjudica la efectividad del blindaje y no el área se debe a que, cuando un campo electromagnético incide sobre este, se induce una corriente en el plano conductor que genera un campo adicional; en donde, este último, cancela el campo original cumpliendo con el propósito del confinamiento blindado. Sin embargo, si existe una apertura, la corriente inducida se desvía de forma que el campo generado se distorsiona y no cancela completamente el incidente, reduciendo la efectividad de la protección. A su vez, las ranuras en el blindaje operan como antenas de ranura (slot antennas), las cuales, producen una fuga de ruido considerable hacia el interior; en donde, la máxima radiación de estas sucede cuando la dimensión lineal máxima de la ranura es igual a un medio de la longitud de onda del campo del ruido incidente [17].

Dicho esto, si la apertura es menor a un medio de la longitud de onda, entonces, la eficiencia de la antena de ranura se reducirá y la del blindaje se incrementará. La eficiencia de blindaje “ $S_{ranuras}$ ” medido en decibeles para un plano conductor con una ranura, se puede modelar con la siguiente ecuación [17]:

$$S_{ranura} = 20 \log \left[ \frac{150}{fl} \right]$$

En donde, “ $f$ ” es la frecuencia medida en MHz y “ $l$ ” es la dimensión lineal máxima de la apertura medida en metros. Una forma más general de esta ecuación es cuando consideramos que el plano conductor contiene una cantidad “ $n$ ” de ranuras, si estas forman un arreglo lineal, el cual, tiene una longitud menor o igual a un medio de la longitud de onda del ruido incidente (incluyendo espacios entre ranuras); entonces, podemos calcular la efectividad neta del blindaje en decibeles para dicho plano por medio de la siguiente expresión [17]:

$$S_{ranuras} = 20 \log \left[ \frac{150}{fl\sqrt{n}} \right]$$

El test fixture que usaremos para probar el amplificador de bajo ruido seleccionado, requiere cableado de alta frecuencia para llevar la potencia a la entrada del dispositivo y, para medirla en su salida; a su vez, también necesita cableado de baja frecuencia para la corriente directa de alimentación y las señales digitales requeridas. Dicho esto, el tablero de prueba requerirá de 4 cables, 2 para alta frecuencia y otros 2 para baja frecuencia; de modo que, el confinamiento blindado deberá tener preferentemente 4 ranuras de igual tamaño en su diseño. A continuación, se muestra un dibujo esquemático del tablero mencionado en la figura 9.3:

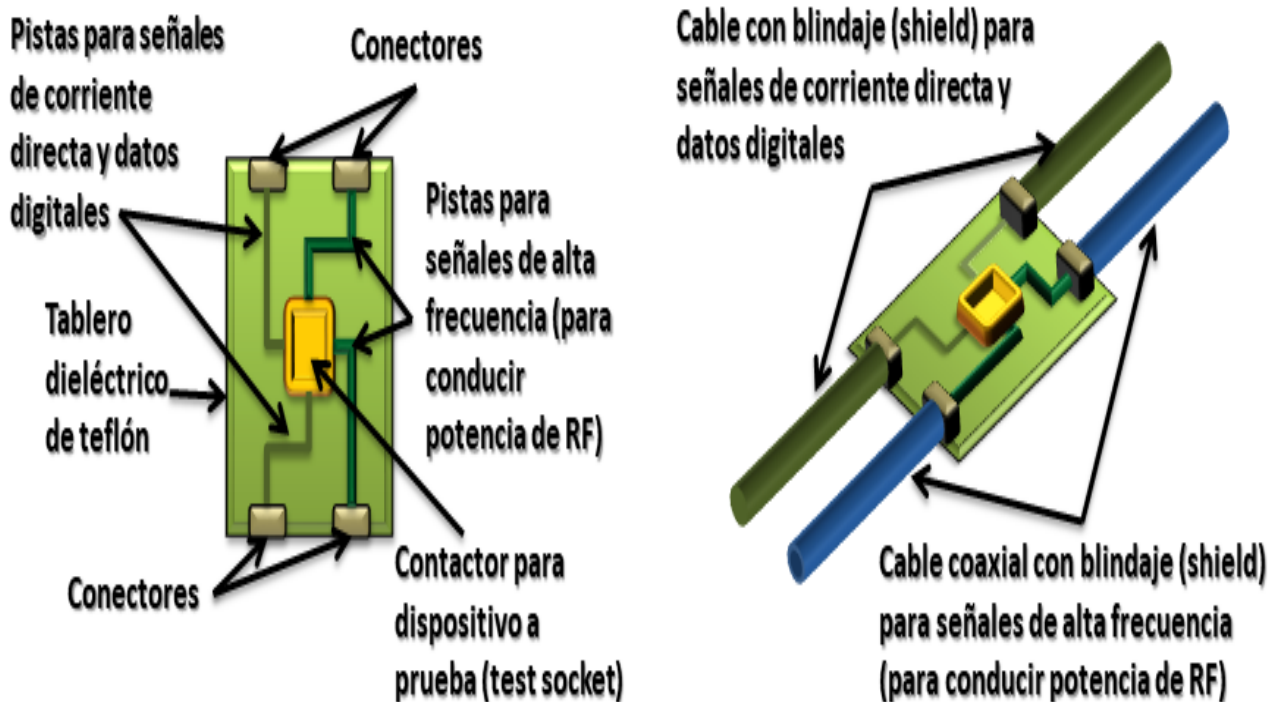


Figura 9.3 – Tablero electrónico de prueba utilizado para montarse en test fixture.

De forma que, será conveniente acomodar estas 4 ranuras en 2 para un plano conductor de aluminio, y otras 2 para otro, con el fin de introducir el cableado uniformemente; en donde, entre menos ranuras tenga cada plano, mejor será la eficiencia del blindaje. Por lo tanto, como observamos que, en el experimento del ruido electromagnético ambiente, las potencias pico encontradas no superaron los -40dBm y, a un valor de -70dBm aproximadamente, la interferencia dejó de presentarse en las pruebas; se concluyó que, es factible diseñar planos conductivos con dos ranuras cada uno, en donde estos, nos brinden una efectividad de blindaje de 30 dB por plano.

Dicho esto, para calcular la dimensión máxima lineal de cada una de las ranuras considerando la efectividad del blindaje como de 30 dB, despejaremos la medida de la ecuación anterior para obtener:

$$l = \frac{150}{10^{\frac{S_{ranuras}}{20}} f \sqrt{n}}$$

Así, para obtener un confinamiento blindado con una efectividad de 30 dB utilizando 2 ranuras iguales por plano conductor, requeriremos que cada una de ellas tenga una dimensión lineal máxima de 4.79mm a 700 MHz, y, de 1.12mm a 3 GHz; es por esta razón, que el blindaje en alta frecuencia depende fuertemente del tamaño y la cantidad de aperturas que tenga el confinamiento más que las propiedades del material conductor utilizado. Cabe mencionar que, dado a que el

confinamiento blindado del sistema test fixture no es una jaula de Faraday totalmente sellada, será necesario aterrizarlo en múltiples puntos de su estructura para que opere aproximadamente como una a altas frecuencias.

Dado a que, la dimensión máxima permitida para las ranuras es muy pequeña, en caso de necesitar conectores o cables que requieran una medida más grande, se recomendará hacer perforaciones a la medida pertinente; pero, siempre sellando la superficie de estos con el plano conductor del confinamiento por medio de juntas, arandelas conductoras o cinta metálica, de forma que, no existan ranuras descubiertas o por lo menos, sus dimensiones se aproximen a las calculadas anteriormente. Por otro lado, dado a que, para unir las láminas de aluminio será necesario utilizar juntas metálicas en muchos casos, se recomienda hacer juntas sobrepuestas mediante cajones complementarios (figura 9.4d) o bien, agregar arandelas conductoras entre los huecos (figura 9.4e y 9.4f) más que utilizar tornillos (figura 9.4c) o uniones por presión (figura 9.4a y 9.4b), con el fin de mejorar el contacto a largo plazo y reducir la impedancia entre los distintos planos conductivos del confinamiento blindado [17, 18].

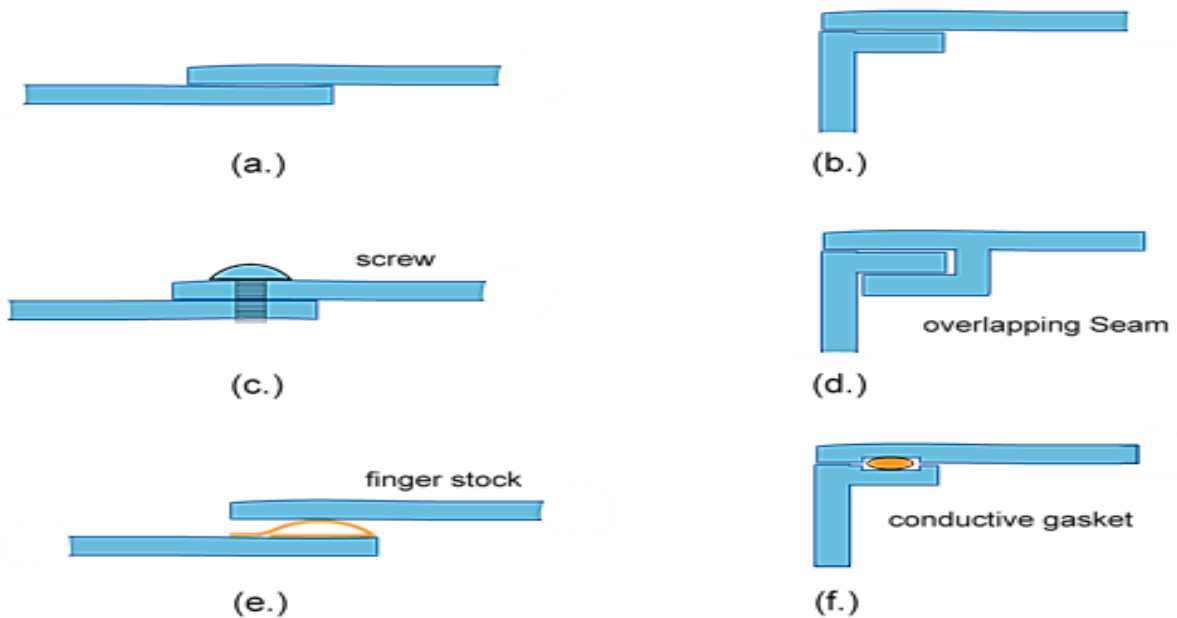


Figura 9.4 – Tipos de juntas metálicas para un confinamiento blindado. *Seams in shielded enclosures.* En “Learn EMC – Practical-em-shielding” por LearnEMC, LLC. Derechos de autor [2020] por LearnEMC, LLC. Recuperado de <https://learnemc.com/practical-em-shielding>.

A su vez, se debe tomar en cuenta que cada cable que entra o sale del confinamiento, requiere su propio blindaje individual aterrizado junto con el del test fixture; en donde, se recomienda utilizar cable coaxial dado a que, gracias al efecto de Skin Depth a altas frecuencias, este se comporta como un cable con doble blindaje. Así, por el conductor central fluye la corriente de la señal principal mientras que, por la superficie interior del conductor del blindaje regresa y, paralelamente, la corriente inducida por el ruido electromagnético fluye sobre la superficie exterior; de este modo, la señal principal y el ruido inducido no comparten el mismo camino de impedancia, evitándose la influencia de uno sobre el otro [17]. Aunado a esto, es importante aterrizar la sección blindada de los cables coaxiales en ambos extremos únicamente sobre la tierra

del confinamiento del test fixture para evitar fugas de ruido a los circuitos internos; de modo que, se produzca el efecto de “choque en modo común” que reduce la influencia de los campos magnéticos [17].

Con el diseño y cálculos realizados, podemos determinar que, las superficies de aluminio sin ranuras o huecos tendrán una alta efectividad de blindaje de 1358.7 dB para 700 MHz y de 2723.58 dB para 3 GHz, mientras que, para aquellas con ranuras, será de alrededor de 30 dB siempre y cuando se sigan las recomendaciones en las dimensiones. Este cambio tan drástico en la efectividad, nos demuestra que es esencial el considerar el tamaño de los huecos durante el diseño del confinamiento blindado en alta frecuencia.

A continuación, en la figura 9.5, se muestra un dibujo esquemático del confinamiento instalado en el test fixture que, cumple con las características mencionadas durante el análisis del cálculo del blindaje:

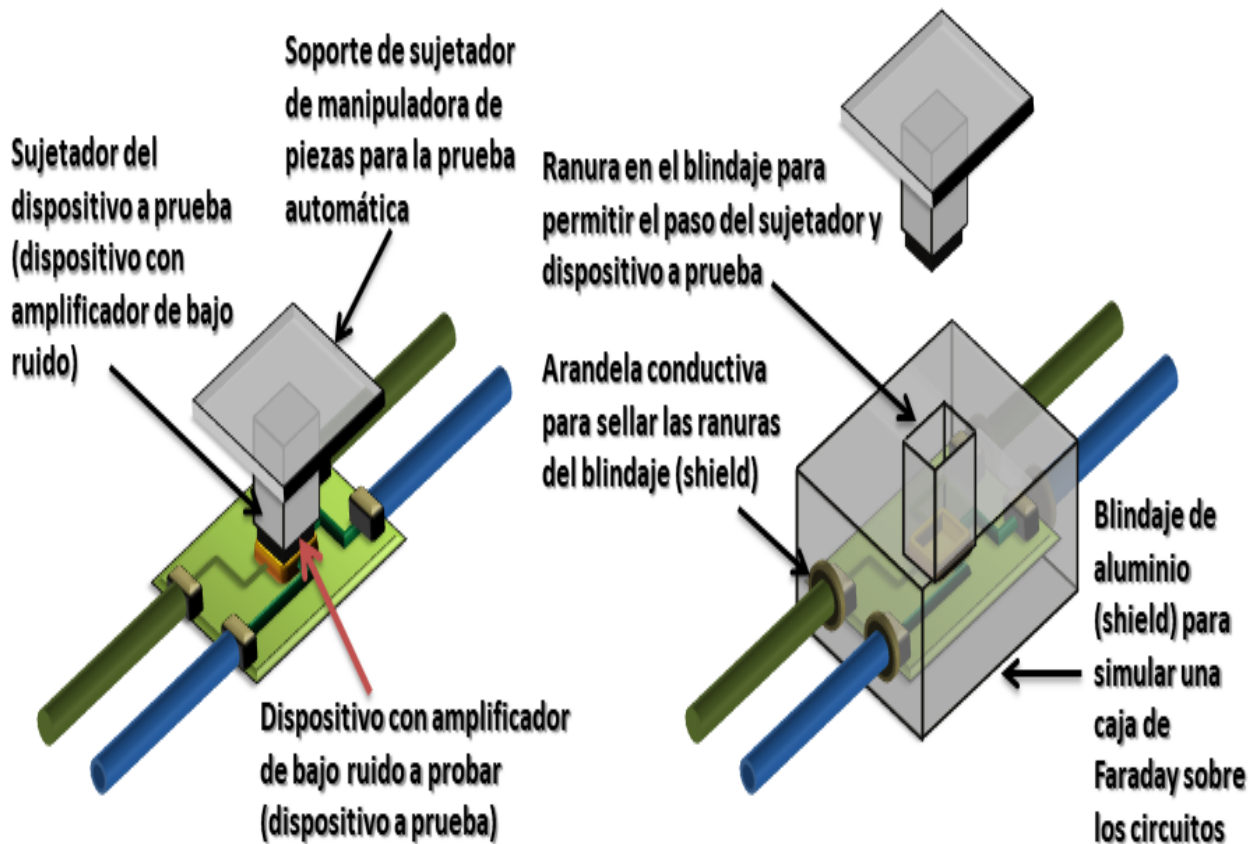


Figura 9.5 – Esquema del proceso de prueba eléctrica sin blindaje y con blindaje.

En este proceso, se coloca y evalúa un dispositivo con amplificador de bajo ruido sobre el tablero de prueba utilizando como interfaz el contactor. A la izquierda, se encuentra este proceso sin blindaje (expuesto al ruido electromagnético) mientras que, a la derecha, se observa el confinamiento blindado implementado para proteger y sellar completamente los circuitos durante la prueba; evitando así, la interferencia electromagnética.

En el esquema mostrado, se observa a la izquierda el tablero de prueba expuesto al ruido electromagnético, para el cual, las mediciones sufrirán los problemas de interferencia observados hasta el momento. Por otro lado, en la imagen de la derecha, se muestra el mismo tablero de prueba, pero, con el confinamiento blindado implementado; en donde, en el momento en que la manipuladora de piezas coloque el dispositivo a prueba en el contactor, se sellará completamente el confinamiento aproximando sus características de blindaje a las de una jaula de Faraday. Al ocurrir esto último, la efectividad del blindaje será aproximada a las calculadas anteriormente y, se podrá evitar la interferencia electromagnética en las mediciones.

## 9.4 Resultados y conclusiones de la implementación del confinamiento blindado

Para comprobar la efectividad del confinamiento blindado diseñado, se construyó e implementó físicamente en el test fixture del amplificador seleccionado; en donde, se midió el ruido electromagnético con un analizador de espectro acoplado a una antena invasiva, utilizando el rango de frecuencia de 600 MHz hasta 3 GHz durante 10 minutos para cada caso, similarmente a como se realizó durante el experimento de ruido. A su vez, la gráfica amarilla en el instrumento mostró el promedio de la potencia y la azul claro el pico máximo registrado en el tiempo de muestreo. De este modo, primero se midió el ruido ambiente para el test fixture sin confinamiento como en el esquema de la izquierda de la figura 9.5, en donde, destacan algunos picos en ciertas frecuencias; por ejemplo, -47.5 dBm para 2508 MHz y -48.2 dBm para los 2466 MHz, como se muestra en la figura 9.6:



Figura 9.6 – Muestreo de 600MHz a 3 GHz para el ruido sin confinamiento blindado en test fixture. Se utilizó el equipo Keysight Technologies N9912A. La gráfica amarilla representa el promedio de potencia y la gráfica color azul cielo los picos, ambas en unidades de dBm.

Después, se instaló el confinamiento blindado en el test fixture y se selló con la pieza montada en el contactor, como en el esquema de la derecha de la figura 9.5; para este caso, se hizo un hueco extra y se introdujo la antena al interior del blindaje con precaución de sellar correctamente para minimizar lo mejor posible la filtración de ruido por este medio, en donde, se muestreó el ruido en el mismo rango de frecuencia anterior por 10 minutos nuevamente. Las lecturas de esta evaluación, indicaron que los picos y promedios de potencia en las frecuencias de ruido se redujeron considerablemente; en donde, al comparar con los picos destacados anteriores, obtuvimos que, se redujo de -47.5 a -69.6 dBm para 2508MHz y, de -48.2 dBm a -69.3 dBm para 2466 MHz, como se muestra en la figura 9.7:

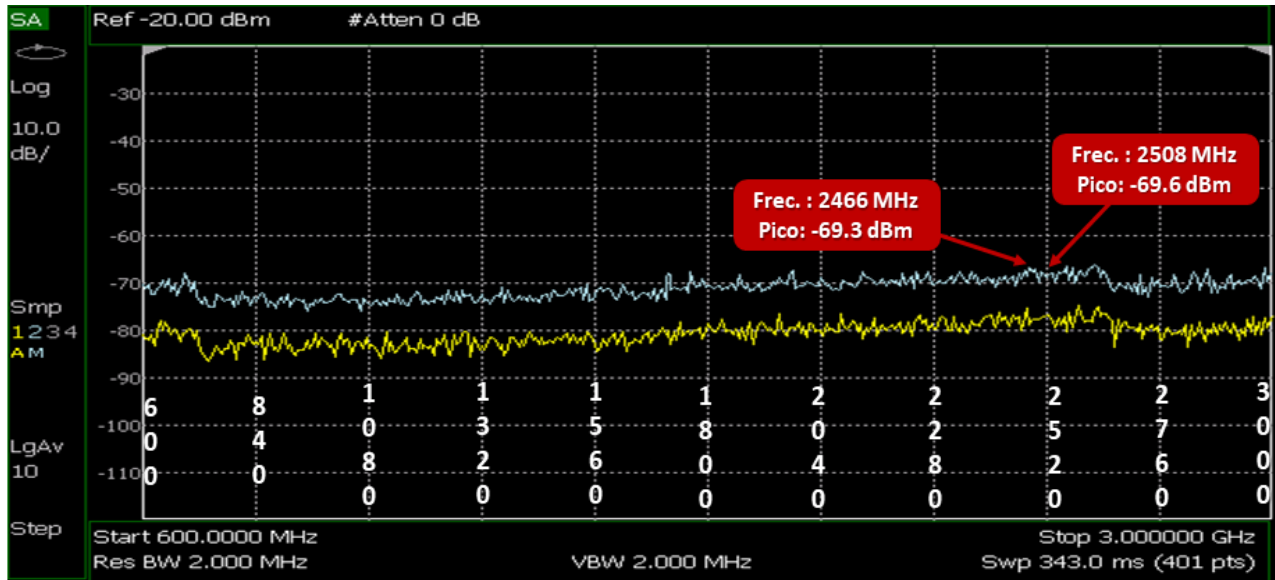


Figura 9.7 – Muestreo de 600MHz a 3 GHz para el ruido con confinamiento blindado en test fixture. Se utilizó el equipo Keysight Technologies N9912A. La gráfica amarilla representa el promedio de potencia y la gráfica color azul cielo los picos, ambas en unidades de dBm.

Con estos datos, obtuvimos que la eficiencia del blindaje para estos picos fue de aproximadamente 22 dB, lo cual, resulta muy aceptable puesto a que están cercanos a la frecuencia máxima de 3 GHz. Por otro lado, se debe tener en cuenta que, estamos degradando bastante la eficiencia del blindaje con la introducción de una antena por otra apertura extra; por lo tanto, se infiere que la eficiencia del confinamiento estará más próxima a los 30 dB una vez se retire la antena y se selle correctamente la apertura realizada para esta evaluación, como está en el diseño del esquema de la figura 9.5.

Es importante mencionar que, hasta ahora, el análisis se limitó únicamente al diseño y recomendaciones para la implementación de un confinamiento blindado sobre los tableros electrónicos del test fixture, sin embargo, se excluyó la modificación de los circuitos internos de estos. Naturalmente, en un proceso de prueba eléctrica para producción en masa, resulta bastante costoso el modificar el diseño de los circuitos electrónicos utilizados en el test fixture, ya que, se tendrían que discontinuar cientos de ellos con el viejo esquema. Por otro lado, si estos tableros aún se encuentran en su etapa inicial de diseño, es muy viable considerar ciertas cuestiones para

reforzar e implementar un blindaje interno en cada uno de ellos, el cual, forme parte de su propia configuración. Ciertas recomendaciones útiles que considerar para evitar las filtraciones de ruido son:

- Utilizar tableros PCB (Printed Circuit Board) multicapas, en donde, se intercalen capas con componentes y capas conductoras conectadas a tierra.
- No aterrizar más de dos cables en un mismo punto de tierra para evitar ruido inducido por punto de impedancia en común.
- Colocar un cascarón conductor para la placa superior y otro para la inferior del PCB multicapa, con el fin de integrar un blindaje en ambas superficies.
- Colocar guardas metálicas o disipadores de calor metálicos entre los dispositivos del tablero que tienden a irradiar campos, con el fin de cortar y absorber cualquier acoplamiento eléctrico o magnético [18].

El análisis y las recomendaciones explicadas anteriormente, tanto para el diseño de un confinamiento blindado sobre el test fixture como para uno integrado en los tableros electrónicos, serán de utilidad como guía o referencia para su implementación en un sistema test fixture general, ya sea para probar dispositivos que contienen amplificadores de bajo ruido o de otro índole; para los cuales, la medición del factor de ruido y la interferencia electromagnética sean factores importantes a evaluar.

## **10 Capítulo 10: Conclusiones y resultados generales**

Para concluir con esta investigación, en este capítulo, se lleva a cabo una retrospectiva final de todo el trabajo realizado en respuesta al planteamiento del problema inicial, con el fin de confirmar el cumplimiento de los objetivos propuestos en la sección 1.4 del capítulo 1. Como desde un inicio se indicó, la problemática de interés fue la aparición de falsas fallas en el proceso de prueba eléctrica de radiofrecuencia para dispositivos que contenían amplificadores de bajo ruido; en donde, se definió que, el objetivo de la investigación sería el encontrar los factores que ejercían una alteración indeseable en las mediciones del equipo de prueba, con el fin de eliminar su efecto mediante el desarrollo e implementación de aditamentos. Así, en base a lo anterior, se inició el estudio que nos llevó a las siguientes conclusiones:

### **10.1 Comprobación de las falsas fallas y relación de los factores encontrados con sus respectivas variables físicas**

En un principio, fue importante el confirmar que realmente existían las falsas fallas en el proceso de prueba eléctrica de amplificadores de bajo ruido antes que cualquier cosa, en donde, se estudiaron los datos eléctricos de los parámetros que se medían a estos dispositivos. Por medio de este análisis, se concluyó que la existencia de falsas fallas era real dado a que, un gran porcentaje de los amplificadores identificados como no aceptables en su primera inserción de prueba, pasaron en la segunda. Aunado a esto, al comparar las distribuciones de los parámetros en primera y segunda inserción, se observó que sus promedios eran muy similares, lo que indica que para ambas tenemos comportamientos parecidos.

Por otro lado, con este mismo estudio, fue posible el diseñar un método para determinar cuáles parámetros tenían la peor consistencia y provocaban más falsas fallas; lo que, derivó en la selección del amplificador de la banda 3 de 4G LTE para la investigación dado a que, este, tuvo el peor desempeño de todos los muestreados. A su vez, durante el análisis, se pudo concluir que las fallas de pérdida de retorno en la entrada del amplificador eran totalmente independientes de los otros parámetros, mientras que, las de ganancia, podían ser causadas por las primeras o ser también independientes. En contraste con lo anterior, no se observaron fallas por pérdida de retorno en la salida, considerando a este parámetro como independiente, pero, menos sensible a fallar en comparación con la ganancia, a pesar de que, ambos miden la salida del amplificador; por último, algunas fallas de figura de ruido fueron provocadas por las de ganancia dado a que, la requiere para su cálculo, pero, también se encontraron casos independientes de esta.

Con la existencia de las falsas fallas confirmada y, el estudio de la independencia de los parámetros realizado, se procedió a efectuar un muestreo físico de aquellos equipos con bajo desempeño por falsas fallas. En donde, después de analizar a 80 de estos y observar las reparaciones pertinentes aplicadas, se concluyó que, los factores o problemas encontrados, se podían resumir en el cambio indeseable de tres variables físicas, la impedancia, la temperatura y la potencia o nivel de ruido; las cuales, afectaban la prueba eléctrica de los amplificadores de bajo ruido como se muestra en la tabla 4.1.

Dicho esto, factores como el daño o suciedad en contactores, la falta de calibración de altura de contacto, los cables o conectores dañados y, los tableros con pistas o componentes degradados causaban una alteración de la impedancia. A su vez, el aumento en la temperatura del ambiente del piso de pruebas donde se lleva a cabo el proceso y, la falta de ventilación en los tableros, causaba un cambio en la temperatura de los componentes. Por último, las señales de radiofrecuencia transmitidas desde otros equipos de prueba o, de dispositivos de telecomunicaciones, aumentaban el nivel de ruido en las probadoras y producía interferencia electromagnética en estas.

Con las conclusiones mencionadas sobre la determinación de los factores que afectan a las mediciones del equipo de prueba y, la relación con sus variables físicas pertinentes, se dio por completado el primer objetivo específico de la investigación mencionado en la sección 1.4.2.

## **10.2 Experimentación y comportamiento de los parámetros medidos con respecto a las variables físicas**

Después de definir la relación entre los factores y las variables físicas, se optó por realizar experimentos para observar el comportamiento de los parámetros medidos en el amplificador de bajo ruido seleccionado con respecto al cambio de estas últimas, con el fin de confirmar lo analizado durante el muestreo de los equipos reparados. De este modo, al terminar el experimento de la impedancia, se pudo concluir que, entre más pequeña sea la parte real y mayor sea la imaginaria de la impedancia de entrada o salida del sistema test fixture-amplificador, más drástica será la alteración de los parámetros medidos por el mal acoplamiento entre redes, provocando una gran pérdida de yield en los equipos. En donde, si el problema es en la impedancia de entrada, el parámetro más afectado será el  $S_{11}$ , mientras que, si es en la salida, será el  $S_{22}$ ; a su vez, para ambos casos, la ganancia también se verá muy afectada, como puede notarse en las tablas 6.1-6.9.

Para el caso del experimento de la temperatura, se pudo concluir que, la corriente quiescente, la ganancia de potencia, el factor de ruido, el  $S_{11}$  y el  $S_{22}$ , son dependientes de esta, en donde, sus deltas con respecto a la temperatura ambiente pueden modelarse con polinomios de sexto orden con buena precisión. A pesar de esta dependencia, los cambios porcentuales en el promedio de las mediciones no superan el 4% en condiciones extremas de hasta 40°C como se observa en la tabla 7.2, lo que, mantiene a todos los índices Cpk mayores a la unidad y con esto, se asegura que es muy poco probable que el yield se vea afectado en el proceso. Por otro lado, la temperatura del sistema test fixture-amplificador está principalmente determinada por la del ambiente en que se encuentra el equipo de prueba, por lo que, será muy difícil de controlar y, el grado de afectación de esta, no es lo suficientemente grande como para justificar la rentabilidad de instalar un aditamento en cada uno de los equipos.

Finalmente, después de realizar el experimento de ruido electromagnético, se concluyó que, prácticamente, el único parámetro notablemente afectado en yield por este, fue el factor de ruido o bien, la figura de ruido. Así, si el sistema test fixture-amplificador absorbe señales de ruido con frecuencias dentro del ancho de banda de la medición del factor de ruido, entonces, esta se alterará drásticamente; a su vez, se concluyó que, el cambio porcentual del promedio junto con la desviación estándar de dicha medición aumenta con el nivel de la potencia de ruido como se puede

ver en las tablas 8.3-8.5, y, también, conforme la frecuencia de este junto con la de operación del amplificador sean más altas, como muestran las tablas 8.6-8.8. Otro detalle encontrado, fue que, una señal de ruido con una frecuencia múltiplo de otra, puede producir interferencia en esta última por ser su armónico (tabla 8.9); por último, se observó que, la desviación estándar de la distribución del factor de ruido se incrementa conforme el porcentaje de activación del ruido espurio llega al 50%, en donde, al pasar este valor, va disminuyendo y estabilizándose hasta llegar al 100% de ruido constante, como puede notarse en las tablas 8.10-8.13.

### **10.3 Comportamiento del equipo de prueba al implementar las soluciones propuestas**

A partir de los datos y conclusiones obtenidas de la experimentación con las tres variables físicas mencionadas anteriormente, se decidió diseñar e implementar soluciones solamente para la impedancia y el nivel de ruido, puesto que, estas, si impactaron notablemente el desempeño de los equipos de prueba. Dicho esto, para la impedancia, se concluyó que la solución más conveniente fue la de implementar un algoritmo de mantenimiento predictivo que monitoreara la impedancia de entrada y salida del test fixture, con el fin de identificar cuando este, comenzara a degradarse en alguno de sus componentes internos. Por otro lado, para resolver los problemas causados por el nivel de ruido electromagnético del ambiente, se optó por diseñar e implementar un confinamiento blindado en el test fixture, de modo que, simulara los efectos de una jaula de Faraday.

Para el algoritmo de monitoreo de impedancia, se utilizó la medición de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , para calcular las impedancias de entrada y salida, respectivamente; en donde, al procesar una cantidad de 50 piezas, se elaboraba un promedio, el cual, se comparaba con futuros promedios para definir si existía una tendencia de incremento o decremento en los valores. De forma que, al detectarse dicho comportamiento, se enviara una alerta al personal encargado de reparación y mantenimiento de los equipos de prueba, con el fin, de que realizaran un mantenimiento preventivo antes de que el test fixture presentara una falla total que requiriera el correctivo. Con la implementación piloto de este en uno de los equipos de prueba y, al compararlo con el desempeño de otros tres que no lo tenían durante un periodo de tres días, se concluyó que el OEE promedio del primero, estaba 4% por encima de los otros (figura 9.2); lo cual, fue un buen indicador de que el algoritmo cumplió con su objetivo.

Finalmente, para el diseño del confinamiento blindado en el test fixture, se tomaron en cuenta tanto la frecuencia mínima (700 MHz) como la máxima (3 GHz) del ruido muestreado en el ambiente, de forma que, junto con la consideración de utilizar dos ranuras en los planos del cableado pertinente, se obtuviera una efectividad de blindaje de 30 dB. Así, al muestrear el ruido ambiente en el test fixture sin confinamiento, se obtuvieron algunos picos como se muestra en la figura 9.6; sin embargo, al instalar el confinamiento e introducir en este una antena receptora acoplada a un analizador de espectro por una ranura extra, se pudo observar que, al muestrear el ruido, los picos se habían reducido aproximadamente 22 dB (figura 9.7). Con esto, se concluyó que el blindaje resultó muy aceptable puesto a que, los picos estaban cercanos a la frecuencia máxima de 3 GHz y, ya se había contemplado previamente que la eficiencia del blindaje se reduciría por la

introducción de la antena en una ranura extra, de modo que, si esto último no se hubiera realizado, la efectividad estaría muy cercana a los 30 dB calculados.

Mediante el diseño e implementación de los aditamentos mencionados en el equipo de prueba, se eliminó en gran medida la influencia de los factores que afectaban a gran parte de las mediciones, por lo que, se dieron por completados el segundo y tercer objetivo específico propuesto en la sección 1.4.2 de la investigación. A su vez, por medio de todo el estudio e implementaciones realizadas, se concede que este trabajo de investigación cumple efectivamente con el objetivo general planteado en la sección 1.4.1.

## **10.4 Perspectivas y aplicaciones futuras de la investigación**

Dado a que, este trabajo fue basado principalmente en amplificadores de bajo ruido que operan en frecuencias pertenecientes a los protocolos de 4G LTE y Wi-Fi, pretende servir como guía general de las consideraciones que se deben de tener para un proceso de prueba eléctrica con equipo automático para este tipo de dispositivos, en los rangos de frecuencia mencionados. Sin embargo, dado a que, la tecnología de los dispositivos semiconductores que contienen amplificadores de bajo ruido y, las telecomunicaciones inalámbricas van cambiando de estándares conforme pasa el tiempo, se espera que, este trabajo, sirva como referencia para un estudio del comportamiento de estos dispositivos en tecnologías futuras para procesos de prueba eléctrica de producción en masa.

## 11 Bibliografía y referencias

- [1] J. J. Liou, F. Schwierz (2004). Evolution and recent advances in RF/microwave transistors.
- [2] Chris DeMartino (2016). The Differences Between Receiver Types, Part 2. Recuperado en febrero 4, 2018, de Microwaves&RF. Sitio web: <http://www.mwrf.com/active-components/differences-between-receiver-types-part-2>.
- [3] M. A. G. Lorenzo, M. T. G. de Leon (2010). Comparison of LNA Topologies for WiMAX Applications in a Standard 90-nm CMOS Process.
- [4] A. Azizan, S.A.Z. Murad, R.C. Ismail, M. N. M. Yasin (2014). A Review of LNA Topologies for Wireless Applications.
- [5] S. Ehrampoosh, A. Hakimi, H. R. Najj (2011). An Optimized High Gain CMOS LNA using Simulated Annealing and Modified Genetic Algorithm.
- [6] D. M. Pozar (2012). Microwave engineering (pp. 1, 48, 178-183, 502, 515, 558-560, 580-582): John Wiley & Sons, Inc.
- [7] A. Grochowski, D. Bhattacharya, T.R. Viswanathan, K. Laker (1997). Integrated Circuit Testing for Quality Assurance in Manufacturing: History, Current Status, and Future Trends.
- [8] Keysight Technologies (2018). 10 Hints for Making Successful Noise Figure Measurements: Keysight Technologies.
- [9] Keysight Technologies (2018). Testing and Troubleshooting, Digital RF Communications, Receiver Designs: Keysight Technologies.
- [10] V. Teppati, A. Ferrero, M. Sayed (2013). Modern RF and Microwave Measurement Techniques, (pp. 8-16, 130-135): Cambridge.
- [11] W. Tomasi (2003). Sistemas de comunicaciones electrónicas, (pp. 371-373): Pearson Prentice Hall.
- [12] E. Sánchez (2012). Introducción a los dispositivos y circuitos semiconductores de microondas, (pp. 10-22): Pearson.
- [13] J. P. López (2013). Compatibilidad electromagnética y seguridad funcional en sistemas electrónicos, (pp. 36-42, 125-127): Alfaomega.
- [14] J. Mendizabal, R. Berenguer, J. Meléndez (2009). GPS and Galileo – Dual RF Front-End Receiver Design, Fabrication, and Test (pp. 63-68): McGraw-Hill.
- [15] T. L. Floyd (2008). Dispositivos Electrónicos (pp. 397-399, 464-465): Pearson Education Inc.: Prentice Hall.
- [16] W. H. Hayt, Jr., J. A. Buck (2012). Engineering Electromagnetics (pp. 277-291, 301-308, 511-522): McGraw-Hill.
- [17] H. W. Ott (2009). Electromagnetic Compatibility Engineering (pp. 1-39, 44-96, 238-296): John Wiley & Sons, Inc.
- [18] LearnEMC – Practical EM Shielding. Recuperado de <https://learnemc.com/practical-em-shielding>
- [19] P. Cruz, H. Gomes, N. Carvalho (2010). Receiver Front-End Architectures – Analysis and Evaluation, Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies Semiconductor Devices Circuits and Systems, (p.495-498): InTech.
- [20] F. Caspers, P. Kowina (2014). RF Measurement Concepts.
- [21] A. Glover, S. R. Pennock, P. R. Shepherd (2005). Microwave Devices, Circuits and Subsystems for Communications Engineering (pp. 211-214): John Wiley & Sons, Ltd.
- [22] Keysight Technologies (2017). Educational Overview of RF Power Measurement and Applications: Keysight Technologies.
- [23] T. Rottach, RIGOL Technologies EU GmbH (2015). RF Amplifier Module Test Setup.
- [24] T. Hirato (2012). Basics of RF Amplifier Test with the Vector Network Analyzer (VNA). Recuperado en noviembre 19, 2018 de: [https://www.keysight.com/upload/cmc\\_upload/All/Basics\\_of\\_RF\\_Amplifier\\_Test\\_with\\_VNA\\_pdf.pdf](https://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/Basics_of_RF_Amplifier_Test_with_VNA_pdf.pdf)
- [25] M. Leffel, R. Daniel, Rohde & Schwarz GmbH & Co. K. (2019). The Y Factor Technique for Noise Figure Measurements Application Note: Rohde & Schwartz GmbH & Co. K.
- [26] Anritsu Company (2015). IMD Measurements with IMDView – MS4640B Series Vector Network Analyzer: Anritsu Company.
- [27] S. Kalpakjian, S. R. Schmid (2014). Manufactura, Ingeniería y Tecnología (pp. 830 – 834): Pearson.
- [28] J. Kelly, M. Engelhardt (2007). Advanced Production Testing of RF, SoC, and SiP Devices (pp. 1-18): Artech House, Inc.
- [29] S. Lee, S. Demidenko, K. Lee (2007). IC Handler Throughput Evaluation for Test Process Optimization.
- [30] Final Test. Recuperado de: <http://www.statschippac.com/en/services/testservices/finaltest.aspx>
- [31] Load board products. Recuperado de: [http://www.tse21.com/\\_eng/designer/skin/sub\\_02/05.asp](http://www.tse21.com/_eng/designer/skin/sub_02/05.asp)
- [32] Test Service. Recuperado de: <http://www.tesna.co.kr/english/business/02.asp>
- [33] F. M. Dekking, C. Kraaikamp, H.P. Lopuhaä, L.E. Meester (2005). A Modern Introduction to Probability and Statistics (pp. 138-141, 195-199): Springer Science+Business Media.
- [34] D.R. Kiran (2017). Total Quality Management (pp. 256-258): BSP Books Pvt. Ltd.
- [35] D.G. Zill, M. R. Cullen (2009). Ecuaciones diferenciales con problemas con valores en la frontera (pp. 85-86): Cengage Learning Editores S.A. de C.V.
- [36] S. Deb (2016). A Novel Robust R-Squared Measure and Its Applications in Linear Regression. Recuperado en febrero 8, 2020 de: [https://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-3-319-48517-1\\_12](https://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-3-319-48517-1_12)
- [37] C. R. Paul (1992). Introduction to Electromagnetic Compatibility (pp. 1-37, 632-665): John Wiley & Sons, Inc.
- [38] B. Godara, A. Fabre (2007). State of the Art for Low-Noise Amplifiers in Wireless Transceivers; Two New Wideband All-Active LNAs in SiGe-BiCMOS Technology.