

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA
FACULTAD DE INGENIERÍA



**“ESTUDIO SOBRE LOS ERRORES DE MEDICIÓN EN
LAS TÉCNICAS DE EXTRACCIÓN DE LOS
PARÁMETROS DE RUIDO EN TRANSISTORES DE
MICROONDAS”.**

TESIS

**que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el
grado de MAESTRO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA presenta:**

Rosa María Victoria Hernández Camiro

DIRECTOR DE TESIS:

M. C. DANIEL HERNÁNDEZ BALBUENA

MEXICALI, B. C.

Marzo de 2006

RESUMEN de la Tesis de Rosa María Victoria Hernández Camiro presentada como requisito parcial para la obtención del grado de **MAESTRO EN INGENIERÍA** en **ELECTRÓNICA** Mexicali, Baja California, México. Marzo de 2006.

ESTUDIO SOBRE LOS ERRORES DE MEDICIÓN EN LAS TÉCNICAS DE EXTRACCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE RUIDO EN TRANSISTORES DE MICROONDAS

Resumen aprobado por:

M. C. Daniel Hernández Balbuena
Director de Tesis

Uno de los parámetros que define la calidad de la información transmitida por un sistema de comunicación es la razón señal a ruido, usualmente conocida como S/N. Esta cantidad es determinada en parte por el primer amplificador de Radio Frecuencia en el sistema, los diseñadores de amplificadores de bajo ruido han incrementado la variedad de transistores de alto rendimiento para el diseño de estos dispositivos. Los parámetros que representan el rendimiento de un amplificador de alta frecuencia son: la figura de ruido óptima F_0 , la resistencia equivalente de ruido R_n y el coeficiente de reflexión óptimo Γ_0 , con sus componentes en la parte real G_0 e imaginaria B_0 . Estos cuatro parámetros definen el comportamiento del factor de ruido de un dispositivo activo en función de la impedancia de la fuente que se le presenta en su puerto de entrada.

El objetivo de este trabajo es estudiar la sensibilidad a los errores de medición de las técnicas de extracción de impedancias múltiples, utilizada para la obtención de los parámetros mencionados anteriormente, en función de las constelaciones de los coeficientes de reflexión para su medición.

Primero se revisaron los trabajos más trascendentes desarrollados con base a la técnica de impedancias múltiples, con la finalidad de encontrar la mejor técnica que reduzca el error de medición de los parámetros, mediante el número de puntos que componen la constelación y su distribución sobre la carta de Smith. Se simularon los resultados de las técnicas propuestas mediante el desarrollo de algoritmos, realizando un trabajo comparativo basado en la sensibilidad al error de medición.

A través de los resultados obtenidos, se encontró que la técnica de dos etapas propuesta por Bosch, es la que presenta mayor sensibilidad, así también modificando ésta se buscaron nuevas distribuciones, encontrándose que no hay una distribución que realice la medición confiable de los cuatro parámetros a la vez, lo que indica que se requiere una distribución diferente para reducir el error de medición de cada parámetro.

Palabras clave: Ruido eléctrico, figura de ruido, parámetros de ruido.

ABSTRACT of the thesis, presented by Rosa María Victoria Hernández Camiro, in order to obtain the MASTER of ENGINEERING DEGREE in ELECTRONICS ENGINEERING, Mexicali, Baja California, México. March, 2006.

STUDY ABOUT THE MEASUREMENT ERRORS IN THE EXTRACTION TECHNIQUES OF THE NOISE PARAMETERS IN MICROWAVE TRANSISTORS

Approved by:

M. C. Daniel Hernández Balbuena

One of the parameters that determine the quality of the information transmitted by a communication system is its signal to noise ratio, usually referred to as S/N. This amount is established partially by the first Radio Frequency amplifier in the system. Low noise amplifier designers have increased the variety of high performance transistor to design these devices. The yield of high frequency amplifiers is represented by: the figure of optimal noise F_o , the equivalent resistance of noise R_n , and the optimal reflection coefficient Γ_o , along with its real component G_o , as well as the imaginary B_o . These four parameters determine the behavior of the noise factor of an active device based on the impedance of the source present in its input port.

The purpose of this work is to study the sensitivity in the measuring miscalculations in the multiple impedances extraction technique, used to obtain the parameters previously mentioned, based on the reflection coefficient constellations for their measuring.

First, the most important works that were developed based on the multiple impedances technique were reviewed, trying to find the best technique to reduce the parameters' measuring miscalculations by means of the number of points conforming the constellation and their distribution on the Smith Chart. Developing algorithms, creating a comparative study based on the sensitivity to measuring miscalculations, simulated the results of the proposed techniques.

Based on the results, it is concluded that Bosch's two stage-technique, presents the greatest sensitivity. Also, new distributions were searched by modifying the mentioned technique, coming to the result that there is no distribution that can reliably measure the four parameters simultaneously, which implies that a different distribution is required for each parameter in order to reduce the measuring miscalculations.

Keywords: Electric Noise, Figure Noise, Noise Parameters.

DEDICATORIA

“Hay hombres que luchan un día y son buenos,
hay otros que luchan un año y son mejores,
hay quienes luchan muchos años y
son muy buenos
pero hay los que luchan toda la vida,
esos son los imprescindibles”

Bertolt Brecht

A mi esposo, compañero y amigo inseparable,
por su paciencia y consejos. Rafael Ortiz

A mis dos tesoros: Rafael y Arantxa con quienes
todo lo comparto.

A mis padres: (Victor y la adorable Conchita) q.d.e.p

A mis hermanos Arturo, Teresa, Alberto y Victor

A mis compañeros de trabajo y amigos.

AGRADECIMIENTOS

Gracias Señor.

Al iniciar este trabajo acudí a ti y te hiciste presente cada vez que avanzaba, tu estabas ahí, darte las gracias es necesario por los momentos que me acompañaste.

En forma particular, al M. C. Daniel Hernández Balbuena, mi director de tesis por sus consejos y su apoyo para el desarrollo de este trabajo.

A los miembros del comité de tesis M. C. Guillermo Galaviz Yáñez, por su valiosa aportación y ayuda. Al M. C. Enrique René Bastidas Puga por sus comentarios para este trabajo.

A la Universidad Autónoma de Baja California por su contribución al desarrollo y superación académica.

Al Instituto Tecnológico de Mexicali, por su aportación, apoyo y tiempo para la realización del presente trabajo.

Índice

	<u>Página</u>
1. Introducción	1
1.1 Objetivo	2
1.2 Organización del trabajo	3
2. Antecedentes	4
3. Teoría de la figura de ruido	
3.1 Ruido eléctrico	7
3.2 Temperatura de ruido	8
3.3 Figura de ruido	11
3.3.1 La figura de ruido en un sistema multi-etapas	12
3.3.2 Medición de la figura de ruido	14
3.3.3 Linealidad de la potencia de ruido	15
3.4 Medición del factor Y	17
3.5 Parámetros de ruido	17
3.5.1 Método directo	19
3.5.2 Método indirecto	21
4. Constelaciones	23
4.1 Técnicas de extracción	23
4.1.1 Técnica de extracción de Lane	23
4.1.2 Técnica de extracción de Mitama	26
4.1.3 Técnica de extracción de Vasilescu	27
4.1.4 Técnica de extracción de Boudiaf	27
4.1.5 Técnica de extracción de Caruso	28
4.1.6 Técnica de extracción de O'Callaghan	29

4.1.7	Técnica de extracción uniformemente Distribuida (Escotte)	29
4.1.8	Técnica de extracción de dos pasos (Bosch)	31
4.2	Sensibilidad	33
4.2.1	Resultados de la sensibilidad de Escotte	34
4.3	Análisis de las técnicas de extracción	36
4.3.1	Implementación de las técnicas	36
4.3.1.1	Algoritmo de la constelación de Escotte	37
4.3.1.2	Algoritmo de la constelación de Bosch	38
4.4	Desarrollo de las técnicas	39
5.	Resultados	41
5.1	Simulaciones	41
5.2	Comparación de las simulaciones	42
5.3	Constelaciones propuestas	46
5.4	Resultados de las constelaciones propuestas	49
6.	Conclusiones y Recomendaciones	61
6.1	Difusión	62
6.2	Recomendaciones	63
	Bibliografía	64

Índice de Figuras

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
1.- Sistema básico de comunicación	4
2.- Amplificador excitado por ruido térmico	8
3.- Contribución de ruido en la segunda etapa	13
4.- Medición de la figura de ruido	14
5.- Linealidad de un dispositivo de dos puertos	16
6.- Parámetros de ruido	19
7.- Método directo de la medición de la figura de ruido	20
8.- Método indirecto para la medición de los parámetros de ruido	22
9.- Error estimado (ϵ_i) en la técnica de Mitama	26
10.- Pendiente de la línea recta de Boudiaf	28
11.- Constelación uniformemente distribuida	31
12.- Constelación de Van den Bosch	32
13.- Algoritmo de la constelación de Escotte	38
14.- Algoritmo de la constelación de Bosch	39
15.- Distribución acumulativa de Escotte (:) y Bosch (), datos del transistor 1	42
16.- Distribución acumulativa de Escotte (:) y Bosch (), datos del transistor 2	43
17.- Distribución acumulativa de Escotte (:) y Bosch (), datos del transistor 3	44
18.- Distribución acumulativa de Escotte (:) y Bosch (), datos del transistor 4	44
19.- Desviación estándar de las Constelaciones de Escotte y Bosch para la variable F_0	45
20.- Constelación propuesta Cal_ext1	47
21.- Constelación propuesta Cal_ext2	47
22.- Constelación propuesta Cal_ext3	48

23.- Constelación propuesta Cal-ext4	48
24.- Constelación propuesta Cal_ext5	49
25.- Resultados de las 5 constelaciones propuestas, para 0.8	58
26.- Resultados de las 5 constelaciones propuestas, para 0.9	59
27.- Resultados de las 5 constelaciones propuestas, para 0.8 con 9 elementos	60
28.- Resultados de las 5 constelaciones propuestas, para 0.9 con 9 elementos	60

Índice de Tablas

<u>Tabla</u>	<u>Página</u>
1.- Técnica de Escotte.	30
2.- Técnica de Bosch.	32
3.- Sensibilidad de F_0 con respecto a R_n , G_0 y B_0 Constelación de la técnica de Escotte.	35
4.- Sensibilidad de G_s con respecto a F_0 , R_n y B_0 Constelación de la técnica de Escotte.	35
5.- Datos de los transistores de prueba.	42
6.- Comparación de las 6 constelaciones propuestas, con 5 elementos del transistor No. 1.	50
7.- Comparación de las 6 constelaciones propuestas, con 7 elementos con los centros de masa del transistor No. 1	51
8.- Comparación de las 6 constelaciones propuestas, con 7 elementos con X_{\max} y Y_{\max} del transistor No. 1	52
9.- Comparación de las 6 constelaciones propuestas, con 9 elementos del transistor No. 1	53
10.- Comparación de las 6 constelaciones propuestas, con 5 elementos del transistor No. 3	54
11.- Comparación de las 6 constelaciones propuestas, con 7 elementos con los centros de masa del transistor No. 3.	55
12.- Comparación de las 6 constelaciones propuestas, con 7 elementos con X_{\max} y Y_{\max} del transistor No. 3.	56
13.- Comparación de las 6 constelaciones propuestas, con 9 elementos del transistor No. 3	57

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

La transmisión de información es el propósito fundamental de un sistema de comunicación. Un sistema de comunicaciones está compuesto por un transmisor, el canal de comunicación y el receptor. Generalmente, en un sistema de comunicaciones se presentan alteraciones en las señales, las cuales provocan mala recepción de la información. A este fenómeno se le conoce como ruido.

El ruido eléctrico se agrega a la información en el canal y en las primeras etapas del receptor. Adversamente, los niveles de voltaje en estas etapas son muy bajos, comparables con las señales de ruido que se presentan [1]. Esto representa un problema al momento de intentar recuperar la información que ha sido enviada por el transmisor, ya que es necesario implementar métodos para distinguir las señales de ruido de las señales de información.

En los receptores modernos, las señales que se procesan son de baja potencia y por sus amplitudes, el ruido, tiende a alterar a estas señales. La figura de ruido, la sensibilidad y la razón de error de bit, son parámetros que caracterizan a un sistema, ya que describen su capacidad para el manejo de señales de bajo nivel de amplitud. Mediante el control de la figura de ruido y la ganancia de los componentes del ruido, la sensibilidad de un sistema puede ser estimada por el ancho de banda dado. Una baja figura de ruido implica un mejor desempeño del dispositivo. Si el diseñador de sistemas conoce la figura de ruido puede controlar el desempeño o la sensibilidad del mismo.

Rothe y Dahlke en 1956 [2], mostraron que la figura de ruido de un dispositivo es independiente de su carga, pero que depende de su admitancia fuente. Por lo que al momento de realizar la medición de la figura de ruido es necesario variar la impedancia de fuente. Cuando se diseñan y caracterizan los circuitos de microondas de bajo ruido (Davidson: 1989,1973) [3], la medición de la figura de ruido, se realiza colocando un sintonizador manual o automático a la entrada y a la salida del dispositivo que se está probando. Los sintonizadores simulan las redes de acoplamiento (fuente y admitancia) de entrada y salida de la etapa de amplificación de bajo ruido, con el fin de que la figura de ruido y la ganancia pueda ser medida.

Uno de los métodos de medición de la figura de ruido, propone la localización de por lo menos cuatro impedancias de entrada o puntos en la carta de Smith, que representan la admitancia de la fuente y están asociadas a una figura de ruido [4], cuya forma es una superficie tridimensional de coordenadas (G_s, B_s, F) . Cada par (Y_s, F) es el resultado de mediciones realizadas y están afectadas por un error de medición. Ese conjunto de impedancias será referido como constelaciones sobre la carta de Smith. La figura de ruido se puede expresar en función de la impedancia de fuente por los parámetros de ruido.

1.1 Objetivo

El objetivo de este estudio es el de optimizar el uso de las constelaciones propuestas por Escotte [5] y Van den Bosch [6] y de la sensibilidad a los errores de medición de las técnicas de extracción de los parámetros de ruido en función de las constelaciones de los coeficientes de reflexión para un banco de medición genérico, con el fin de proponer una constelación que pueda aplicarse con la seguridad de reunir las condiciones ideales de prueba posibles.

El estudio se compone de los siguientes aspectos:

- Las técnicas de extracción de los parámetros de ruido de: Lane, Caruso, Sanino, Vasilescu, Mitama y sus modificaciones.
- Aplicación de las expresiones cerradas para la sensibilidad de los parámetros de ruido.
- Comprobar las constelaciones de Escotte y de Van den Bosch.
- Realizar un programa basado en el algoritmo de Escotte, para calcular la estimación del error en la extracción de los parámetros de ruido.

- Realizar el análisis de la estimación del error de medición, por lo menos para 5 puntos de referencia en el ancho de banda de un HEMT (*high electron mobility transistor*), transistor con electrones de alta movilidad.

La constelación de Escotte [5] será tomada como referencia, ya que en su trabajo esta constelación es usada para realizar un comparativo entre las técnicas de extracción de los parámetros de ruido propuestos por: Lane, Mitama, Vasilescu y Boudiaf. Tomando en cuenta la sensibilidad, se analizará la constelación de Van den Bosch [6], con respecto a la colocación de las impedancias que la forman para obtener los puntos óptimos que proporcionen un porcentaje de error bajo en la sensibilidad.

1.2 Organización del trabajo

De acuerdo al enfoque del tema a tratar, la organización de este estudio se ha distribuido de la siguiente manera. En el capítulo 2 se presentan los antecedentes, en el capítulo 3 se presenta el marco teórico del trabajo y se define la figura de ruido, la temperatura de ruido, las ecuaciones para el cálculo de la figura de ruido en varias etapas y los parámetros de ruido. En el capítulo 4 se presentan las diferentes constelaciones propuestas para la obtención de la figura de ruido y los parámetros a medir, así como también se define la sensibilidad. En el capítulo 5 se muestran las simulaciones y los resultados, mediante un análisis de los valores obtenidos. Por último en el capítulo 6 se muestran las conclusiones y recomendaciones del trabajo.

Capítulo 2

Antecedentes

Es casi imposible estimar el impacto de los sistemas de comunicación en nuestras vidas. El crecimiento de la complejidad en los sistemas de comunicaciones aumenta cada día, a mayor cobertura para la población se requiere de técnicas sofisticadas, lo que hace necesario que la capacidad y la velocidad de transmisión de información sean mayores con la menor posibilidad de error para la transmisión, recepción y almacenamiento de la misma.

El sistema de comunicación para la transmisión de información de la figura 1, muestra los componentes fundamentales para llevar información de un lugar a otro.

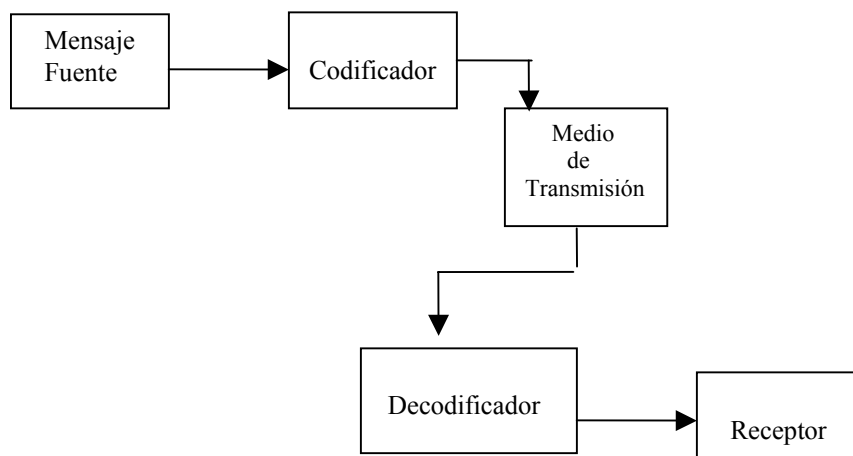


Figura 1. Sistema básico de comunicación.

Cuando el medio de transmisión son señales de microondas, radio o satélite [7], un transmisor y receptor de altas frecuencias son necesarios para que la información sea enviada y recibida. Algunas de las consideraciones que influyen en la selección del medio de transmisión [8] son:

1. Velocidad de transmisión.
2. Ancho de banda, corresponde a la longitud del rango de frecuencias en que la información será transmitida.
3. Atenuación, disminución del nivel de voltaje o potencia de la señal.
4. Ruido, impulsos eléctricos al azar que degradan la señal.
5. Distancia, depende del medio por donde se efectúa la transmisión.

La calidad de la transmisión de la señal es cuantificada en función de su razón señal a ruido, usualmente conocida como S/N. Esta cantidad es determinada en parte por el primer amplificador de radio frecuencia en el sistema. Los diseñadores de amplificadores de bajo ruido han incrementado la variedad de transistores de alto rendimiento para el diseño de estos dispositivos. Las propiedades del ruido pueden ser cuantificadas mediante los conceptos de figura de ruido y acoplamiento para ruido.

Rothe y Dahlke [2] demostraron que la figura de ruido en un dispositivo activo, es independiente de la carga pero depende de su admitancia de entrada (Y_s) y también está en función de cuatro parámetros que son los que definen las propiedades de ruido del dispositivo, llamados parámetros de ruido [3]

Estos corresponden a los siguientes valores: F_0 , que es la figura de ruido mínima obtenida por el dispositivo, Y_s es la admitancia de la fuente, G_s es la conductancia de la fuente y Y_0 es la admitancia de la fuente, obtenida con F_0 . Estos parámetros se relacionan según se muestra en la ecuación (1.1)

$$F = F_0 + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_0|^2 \quad (1.1)$$

Para la obtención de los parámetros de ruido se han implementado distintos métodos [9], propuestos por: Froelich, 1986, IRE, 1960, y Lange, 1967. A estos métodos se les conoce como métodos directos, en ellos se sintoniza la admitancia de entrada al

transistor hasta lograr un valor mínimo de figura de ruido. Este valor representa la figura de ruido mínima asociada a la admitancia de entrada óptima. Los inconvenientes de estos métodos son el tiempo y el acondicionamiento del sintonizador a la entrada del dispositivo bajo prueba. Más sin embargo, son inexactos y presentan dificultad para automatizarse.

Existen también otros métodos para la extracción conocidos como métodos indirectos de medición propuestos por: Davison, 1989, Escotte, 1994, Meierer y Tsironis, 1995, Meierer, 1996 y Van den Bosch, 1998. Estos métodos son más complicados en su aplicación que los directos, pero su automatización es simple. En estos métodos se obtienen varias mediciones de la figura de ruido, para distintas admitancias de entrada, que no necesariamente deben ser iguales a la admitancia óptima. Estas mediciones se emplean junto a la expresión teórica de la figura de ruido para la obtención de los parámetros de ruido. En los métodos indirectos se necesita un mayor número de mediciones, las cuales deben proporcionar un mínimo de errores en la medición, pero presentan mayor precisión y facilidad de automatización.

Desgraciadamente, aún no existe un método estandarizado para medir los parámetros de ruido en el caso de frecuencias de microondas, las mediciones que se necesitan son sofisticadas e implican un alto consumo de tiempo y no siempre son exactas.

En este trabajo se hace un estudio sobre las técnicas de extracción indirectas, particularmente a los trabajos presentados por Escotte [5] y Van den Bosch [6], los cuales presentan dos propuestas para la selección de los coeficientes de reflexión de entrada al dispositivo. Se utiliza para el cálculo de los parámetros de ruido la técnica de extracción propuesta por Lane [9] y una modificación de ésta. El algoritmo usado en las simulaciones presentadas es una modificación del presentado por Escotte.

Capítulo 3

Teoría de la figura de ruido

En este capítulo se presentan los principales parámetros y conceptos involucrados en la teoría de ruido en sistemas de microondas, la técnica de medición de la figura de ruido que usa el factor Y , además de una explicación de las técnicas de medición directa e indirecta de los parámetros de ruido.

3.1 Ruido eléctrico

El ruido eléctrico se caracteriza como un flujo natural de las vibraciones causadas por los electrones y huecos conductores debido al aumento de la temperatura [7]. Algunas de las vibraciones contienen componentes espectrales dentro de la banda de frecuencia de interés para la transmisión y se manifiestan como señales de ruido. La razón para medir la figura de ruido en los sistemas, es la de minimizar los problemas generados por los ruidos presentes en los receptores que componen un sistema de comunicación, una de las alternativas para contrarrestar el ruido presente en las señales es la de aumentar la potencia transmitida en dirección del receptor y el tamaño de las antenas receptoras, pero esto implica la modificación en las normas de comunicación, consideraciones económicas y cambios de ingeniería. La otra posibilidad es la de minimizar el ruido presente en el sistema. Con la caracterización del ruido en el sistema se asegura que las señales de ruido presentes sean mínimas.

3.2 Temperatura de ruido

La cantidad de desplazamientos aleatorios de los electrones en material conductor o semiconductor es excesiva por la excitación térmica existente. La trayectoria de cada electrón entre colisiones con las moléculas o con otros electrones, genera un flujo de corriente donde la velocidad media cuadrática de los electrones que se están moviendo es proporcional a la temperatura absoluta, esto hace que un voltaje dependiente de la temperatura aparezca en las terminales del elemento semiconductor o conductor. El valor promedio de este voltaje de ruido debe ser cero.

Durante 1928, J. B. Johnson hizo un experimento interesante, en el que demostró que el ruido que se genera es un resultado del movimiento al azar de los electrones libres en un conductor. Del principio de la igualdad de energía se demuestra que el voltaje rms (raíz medio cuadrática) del ruido térmico, que aparece en las terminales de una resistencia R , puede ser expresado en términos de una diferencia de frecuencias F_1 y F_2 (ancho de banda) como:

$$e_n = \sqrt{4kTB} \quad (3.1)$$

donde: e_n = voltaje (rms).

k = Constante de Boltzman (1.38×10^{-23} joules/ $^{\circ}$ K).

T = Temperatura ($^{\circ}$ K).

B = Ancho de banda (Hz).

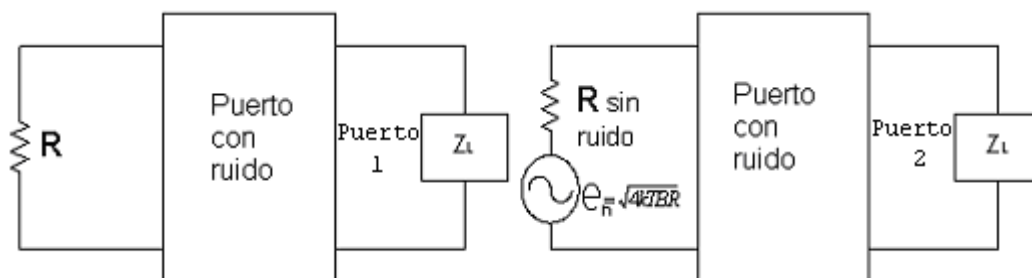


Figura 2. Amplificador excitado por ruido térmico.

En los amplificadores de alta frecuencia se puede medir un pequeño nivel de voltaje en la salida, aunque no exista una señal que excite su entrada. A este nivel se le llama potencia de ruido de salida, que involucra la contribución de ruido de todos los elementos conductores del amplificador. La figura 2, muestra un amplificador de microondas como un dispositivo de 2 puertos que tiene ruido, excitado por el ruido térmico producido por la resistencia R.

Si la impedancia del puerto de entrada 1 es igual al conjugado de la impedancia de la fuente, ocurre una transferencia máxima de energía, esto se refiere a que la potencia de ruido disponible en el puerto de entrada con respecto a la potencia máxima que entrega la resistencia R se puede expresar mediante:

$$P_{d,max} = kTB \quad (\text{Watts}) \quad (3.2)$$

donde:

- $P_{d,max}$ = Potencia máxima disponible.
- k = Constante de Boltzman (1.38×10^{-23} Joules/ $^{\circ}$ K).
- T = Temperatura absoluta ($^{\circ}$ K).
- B = Ancho de banda (Hz).

Si la ganancia disponible de potencia del puerto dos es G_d la potencia de ruido térmica de salida del puerto es $G_d kTB$, el puerto dos contribuye con una potencia de ruido adicional (P_{ra}), por lo que la potencia de ruido total a la salida del amplificador es:

$$P_{sal} = G_d P_{r,ent} + P_{ra} \quad (3.3)$$

donde:

- P_{sal} = Potencia de salida.
- G_d = Ganancia disponible.
- $P_{r,ent}$ = Potencia de entrada.
- P_{ra} = Potencia de ruido adicional.

A cualquier temperatura por encima del cero absoluto, la potencia del ruido térmico generada en un conductor es proporcional a la temperatura física en la escala absoluta. El ruido térmico está esparcido sobre todo el espectro electromagnético (en frecuencias superiores a 5,000 GHz), por lo que la potencia detectada por el receptor es proporcional al ancho de banda en el que el ruido es medido. Cada componente del circuito, ya sea un conductor o un aislante perfecto genera ruido térmico. Sin embargo solamente una pequeña

fracción es detectada, por las impedancias de los dispositivos individuales que se acoplan a los distintos sistemas de detección. Si una resistencia a 290 °K es conectada a la entrada de un receptor libre de ruido, con una impedancia de entrada de 50 Ω la potencia de ruido de entrada debe ser según la ecuación 3.2.

$$P = 1.38 \times 10^{-23} (290^\circ K)(B) \quad (3.4)$$

Si se tiene un dispositivo bajo prueba, por ejemplo un amplificador, conectado entre una resistencia y un receptor libre de ruido. El ruido en el dispositivo bajo prueba tiene dos componentes. Un componente es el ruido térmico generado por la resistencia de entrada a 290 °K y amplificado por el dispositivo, el segundo componente es el ruido generado en el dispositivo bajo prueba. Desde el receptor se ve un solo ruido, no hay distinción entre los dos componentes. Alternativamente, el término temperatura de ruido T_r es usado para describir el ruido térmico generado por el dispositivo en lugar de la figura de ruido, esto tiene una mayor aplicación en los receptores de satélites. T_r es la temperatura equivalente de la impedancia de la fuente en un dispositivo libre de ruido (dispositivo ideal), que puede establecer un ruido agregado, al que llamaremos P_{ra} lo que definimos como:

$$T_r = \frac{P_{ra}}{kGB} \quad (3.5)$$

donde: T_r = temperatura de ruido.
 G = ganancia.
 P_{ra} = ruido agregado al dispositivo.
 B = ancho de banda.

Esto se relaciona con la figura de ruido como:

$$T_r = T_0(F - 1) \quad (3.6)$$

donde: T_r = Temperatura de ruido.
 T_0 = Temperatura inicial, considerada igual a 290 °K.
 F = Factor de ruido.

El nivel de ruido de entrada presente en los dispositivos de microondas tiene una temperatura cercana a los 290 °K, que sirve como la temperatura de referencia usada en los cálculos de la figura de ruido de acuerdo a la temperatura de la superficie de la Tierra.

Cuando ocurre un cambio de 3 dB en la figura de ruido, esto es proporcional a un cambio de 3 dB en la razón de señal a ruido. En los receptores de satélites, el ruido presente puede tener una temperatura menor, aproximadamente de 100 °K, para este caso un cambio de 3 dB en la figura de ruido del receptor es mayor al contemplado anteriormente. Por esa razón, se establece la temperatura de ruido como se expresa en la ecuación 3.6.

3.3 Figura de ruido

La figura de ruido se hace popular en 1940, cuando Harold Friis [1] define la figura de ruido de una red de dos puertos como: la razón de la potencia de entrada a la razón de la potencia de salida. Representada como:

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \quad (3.7)$$

donde:

- F = Factor de ruido
- S_i / N_i = Razón de potencia de entrada
- S_o / N_o = Razón de potencia de salida

Por lo que F , representa la cantidad de degradación de la razón señal a ruido de la señal en una red de dos puertos. En un amplificador al aumentarse el nivel de la señal, se agregan señales referidas como ruido provocados por los componentes mismos del sistema o por la degradación de la señal.

En la caracterización del ruido de una red de dos puertos. El cálculo de la figura de ruido [10], puede ser aplicado a un dispositivo simple como un transistor o a todo un sistema completo, como un receptor. La figura de ruido puede calcularse como las figuras de ruido de cada uno de los dispositivos y la ganancia de los componentes del sistema. Para encontrar la figura de ruido de cada componente del sistema, el ruido interno agregado por cada etapa debe ser considerado. Además de la ganancia de los componentes [11].

Para un sistema de dos etapas, como el mostrado en la figura 3, el ruido de salida, es el ruido de la fuente kT_0B amplificado por ambas ganancias G_1 y G_2 , más el ruido de salida del primer amplificador N_{a1} . Amplificado por la segunda ganancia, G_2 , más el ruido de salida del segundo amplificador, N_{a2} . Las contribuciones que se hacen a la potencia del

ruido pueden ser sumadas si ellas no se correlacionan. Usando la ecuación 3.7, sustituyendo el valor de S_0/N_0 queda:

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{GS_i}{(N_a + GN_i)} \quad (3.8)$$

S_0 y N_0 representan la señal y los niveles de ruido disponibles en la salida, N_a es el ruido agregado por el dispositivo bajo prueba y G es la ganancia del dispositivo bajo prueba.

Para encontrar la dependencia del ruido sobre la entrada del dispositivo, se sustituye la ecuación 3.8 en 3.7 y tenemos.

$$F = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{GS_i}{(N_a + GN_i)}} \quad (3.9)$$

Eliminando S_i se tiene:

$$F = \frac{N_a + GN_i}{GN_i} \quad (3.10)$$

Esta ecuación muestra la dependencia del ruido sobre la entrada N_i , el nivel de ruido a la entrada es ruido térmico desde la fuente y es proporcionado por el valor de kT_0B [1]. Friis sugiere usar una temperatura de referencia de 290 °K, que es equivalente a 16.8°C. Esta temperatura es cercana a la temperatura promedio en las antenas receptoras. Si se sustituye el valor de N_i por kT_0B , entonces la ecuación 3.10 se convierte en:

$$F = \frac{N_a + kT_0BG}{kT_0BG} \quad (3.11)$$

La figura de ruido es una función de la frecuencia pero es independiente del ancho de banda.

3.3.1 La figura de ruido en un sistema multi - etapas

El término figura de ruido puede ser aplicado a componentes individuales como un transistor amplificador o a un sistema completo como por ejemplo un receptor. La figura de ruido de un sistema puede ser calculada si las figuras de ruido y las ganancias individuales de los componentes del sistema son conocidas. Para encontrar la figura de

ruido en el sistema, el ruido interno agregado a cada etapa, N_a y la ganancia, deben ser conocidos.

Para el sistema de dos etapas de la figura 3, el ruido de la salida depende del ruido de la fuente kT_0B amplificado por ambas ganancias G_1 y G_2 .

$$N_a = kT_0BG_1G_2 \quad (3.12)$$

Más el ruido de salida del primer amplificador N_{a1} , amplificado por la segunda ganancia G_2 .

$$N_{a1} = (F_1 - 1)kT_0BG_1G_2 \quad (3.13)$$

Más el ruido de salida del segundo amplificador, N_{a2} .

$$N_{a2} = (F_2 - 1)kT_0BG_2 \quad (3.14)$$

Las contribuciones de ruido pueden ser sumadas si ellas no están correlacionadas. Entonces, el ruido de salida puede ser representado por la suma de las contribuciones individuales: $N_a + N_{a1} + N_{a2}$ y arreglando la ecuación queda el ruido de salida como:

$$N_o = kT_0BG_1G_2 \left[F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} \right] \quad (3.15)$$

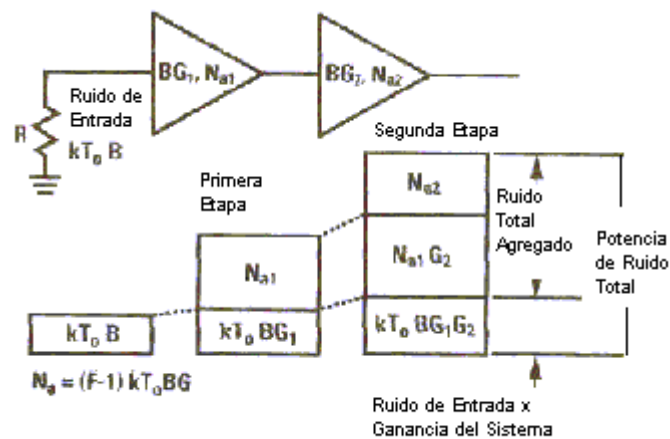


Figura 3. Contribución de ruido en la segunda etapa.

La cantidad $\frac{(F_2 - 1)}{G_2}$, se conoce como la contribución de la segunda etapa. Se puede considerar que la ganancia de la primera etapa es más alta con relación a las demás, motivo por el cual este parámetro es importante en el diseño de los receptores.

La ecuación 3.15, puede ser escrita para encontrar F_t si se conocen la ganancia y el factor de ruido de todo el sistema. Para obtener el ruido en varias etapas, solamente se extiende la ecuación y puede ser expresada como:

$$F_t = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} + \frac{(F_3 - 1)}{G_1 G_2} + \dots \frac{(F_n - 1)}{(G_1 G_2 \dots G_n)} \quad (3.16)$$

3.3.2 Medición de la figura de ruido

Para la medición de la figura de ruido, se requiere medir la potencia de ruido, en el puerto de salida del dispositivo, conectando un detector de potencia de precisión de un ancho de banda conocido y una fuente con una potencia de ruido conocida. Para lo que se necesita tomar dos medidas de la potencia de ruido de salida para diferentes niveles de entrada. En la figura 4 se muestra la medición de la figura de ruido.

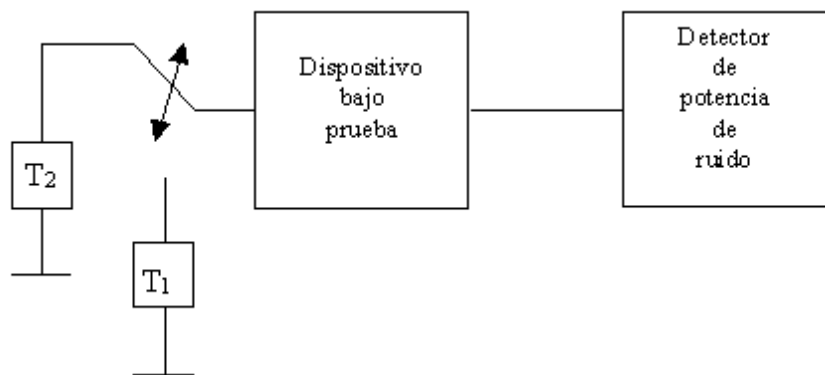


Figura 4. Medición de la figura de ruido.

La medición consiste en conmutar la fuente de ruido entre dos niveles de temperatura seleccionados, una temperatura como T_1 (Temperatura de ruido de entrada) y T_2 a una temperatura más alta. Si se supone que el detector de potencia tiene un ancho de banda igual a 1 Hz. El dispositivo bajo prueba tiene una ganancia conocida como G y la cantidad de ruido que se genera es la cantidad de ruido agregada por el dispositivo bajo prueba.

Si consideramos S_iG y N_iG como la señal de entrada y el ruido de entrada al dispositivo bajo prueba. Sustituyendo $S_0 = S_iG$, $N_0 = GN_2 + GN_1$, $N_2 = kT_2B$ y $N_1 = kT_1B$ y los sustituimos en la ecuación 3.7, tenemos que:

$$F = \frac{S_iG / N_iG}{S_iG / G(N_2 + N_1)} \quad (3.17)$$

Simplificando y sustituyendo N_2 y N_1

$$F = \frac{N_2 + N_1}{N_1} = \frac{kT_2B + kT_1B}{kT_1B} \quad (3.18)$$

Arreglando:

$$F = 1 + \frac{T_2}{T_1} \quad (3.19)$$

A diferencia de la figura de ruido, T_2 , no necesita una temperatura de referencia, lo que permite una mejor resolución para los dispositivos con menores figuras de ruido.

3.3.3 Linealidad de la potencia de ruido

La mayoría de las mediciones de la figura de ruido, dependen de la linealidad de los dispositivos de dos puertos. La potencia de salida de un dispositivo es linealmente dependiente de la potencia de ruido de entrada o de la temperatura como lo muestra la figura 4.

Si se conoce la pendiente de la línea característica y la potencia de ruido de entrada, la potencia de salida que se agrega al dispositivo puede ser conocida con las ecuaciones 3.3, y 3.4. Una manera de determinar la pendiente es estableciendo dos niveles de ruido diferentes a la entrada del dispositivo y midiendo los cambios de potencia en el puerto de salida del dispositivo. Una fuente de ruido es un dispositivo que provee dos niveles de ruido diferentes.

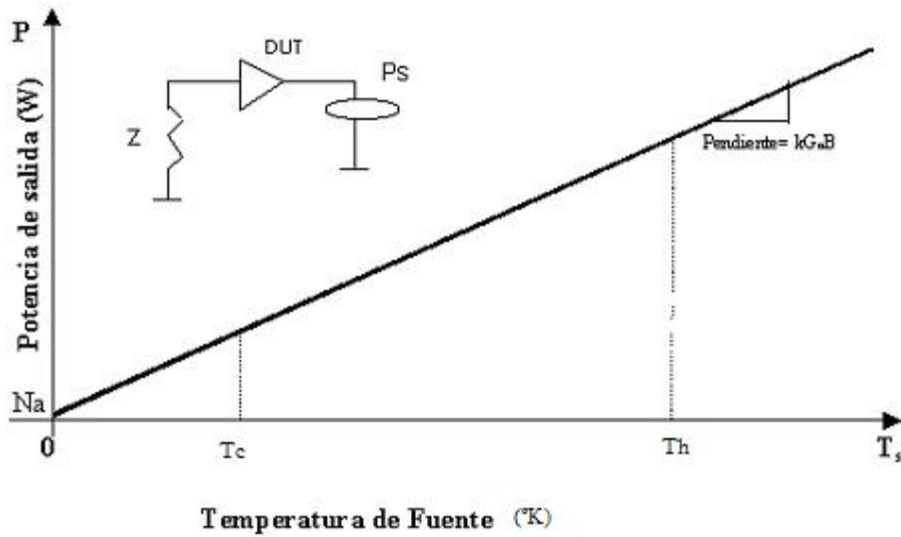


Figura 5. Linealidad de un dispositivo de dos puertos.

La fuente de ruido más popular consiste en un diodo especial de baja capacitancia, el que genera ruido cuando es polarizado inversamente dentro de la ruptura de avalancha, con una corriente constante. Las fuentes de ruido de precisión tienen un atenuador en la salida para proporcionar un bajo SWR para minimizar los errores de medición debido al desacoplamiento. Si existe una diferencia entre las impedancias del puerto de salida de la fuente de ruido, con referencia a las temperaturas de apagado y encendido (temperatura ambiente y temperatura superior), se puede producir un error en la medición de la figura de ruido. Cuando el diodo es polarizado, la potencia de ruido de salida será mayor que $kT_c B$ (tomando T_c como temperatura ambiente), debido a la generación de ruido de avalancha en el diodo, cuando no está polarizado. Se toman dos temperaturas como referencia, llamadas T_c (*temperatura de apagado*) y T_h (*temperatura caliente*).

Para hacer las mediciones de la figura de ruido se debe tener una fuente de ruido con salida calibrada, representada por la cantidad de Razón de Ruido en Exceso (ENR). Esta cantidad es proporcionada por el fabricante de la fuente de ruido, para varios valores de frecuencia. Por lo que se define el término ENR como:

$$ENR_{dB} = 10 \log \left(\frac{T_h - T_c}{T_0} \right) \quad (3.20)$$

T_0 tiene un valor de 290 °K.

3.4 Medición del factor Y

Si la medición de la figura de ruido se realiza en una forma manual o automática, el factor Y se convierte en un punto importante dentro del cálculo de la figura de ruido. Con una fuente de ruido conectada al dispositivo bajo prueba, la potencia de salida puede ser medida. Apagando la fuente y encendiendo la fuente (N_{enc} y N_{apag}). La razón de estas dos potencias es llamada el factor Y, el detector de potencia puede ser: un medidor de potencia, un analizador de espectro o un medidor de potencia interno. La medición del factor Y es un método de medición más común para calcular la figura de ruido y la temperatura de ruido del dispositivo bajo prueba. Esta técnica involucra el uso de una fuente de ruido que tiene una razón de ruido en exceso, conocida como ENR que se define como lo expresa la ecuación 3.20. El factor Y, es la razón de dos niveles de potencia, uno medido con la fuente de ruido encendida y el otro con la fuente apagada. Esto se expresa mediante:

$$Y = \frac{N_{enc}}{N_{apag}} \quad (3.21)$$

3.5 Parámetros de ruido

En el diseño de amplificadores de bajo ruido, se requieren ciertas condiciones entre la ganancia de una etapa y su correspondiente figura de ruido. Se necesita conocer el cambio de ganancia activa del dispositivo con respecto al cambio de la figura de ruido como una función de la impedancia o admitancia de la fuente. Esto quiere decir que la mínima figura de ruido, no ocurre cuando la impedancia del sistema es Z_0 . Para entender el desacoplamiento en un sistema, es necesario hacer una caracterización doble del dispositivo bajo prueba. Una para la figura de ruido y la otra para la ganancia. La caracterización del ruido es de acuerdo al uso de un sintonizador especial que presente una impedancia compleja al dispositivo bajo prueba.

Esta dependencia se expresa en términos de un conjunto de cantidades escalares, llamados parámetros de ruido, que están en función de la polarización, la frecuencia y la temperatura absoluta. Los parámetros de ruido son: Figura de ruido mínima (F_{min}), la Resistencia de ruido equivalente (R_n) y el Coeficiente de reflexión óptimo (Γ_0). La dependencia del factor de ruido sobre la impedancia de la fuente, se relaciona como:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_0| \quad (3.22)$$

En esta ecuación la figura de ruido será determinada por F_{\min} , el factor de ruido mínimo, cuando $G_s = G_{opt}$ y $B_s = B_{opt}$. R_n = resistencia de ruido (la sensibilidad de la figura de ruido a los cambios de la admitancia de la fuente). F_{\min} , R_n , G_{opt} y B_{opt} son conocidos como los parámetros de ruido. Estos componentes caracterizan el ruido en un dispositivo bajo prueba. En la carta de Smith pueden ser gráficos los coeficientes de reflexión para un número de factores de ruido constantes. Para caracterizar el dispositivo, un analizador de redes es calibrado al momento de conectarlo al dispositivo bajo prueba, para todas las frecuencias de prueba, las impedancias presentadas por el dispositivo bajo prueba son medidas por cada posición del sintonizador y para la fuente con ruido. La ganancia utilizable de la red de dos puertos, la que conecta a la fuente de ruido externa, es calculada para permitir la transferencia de la razón de ruido en exceso a la entrada del dispositivo bajo prueba. La impedancia de entrada de la segunda etapa es medida. Los parámetros de ruido de la segunda etapa son calculados de las mediciones de la potencia de ruido con el dispositivo bajo prueba. La fuente de ruido calibrada es el estándar, el cual determina la exactitud de F_{\min} y R_n y los restantes parámetros de ruido son obtenidos de acuerdo a lo siguiente:

$$F = F_{\min} + 4 \frac{R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_0|}{|1 + \Gamma_0|^2 (1 + |\Gamma_s|^2)} \quad (3.23)$$

La ecuación 3.23, expresa al factor de ruido F en función del coeficiente de reflexión Γ_s .

Cada conjunto de parámetros de ruido define una superficie sobre la carta de Smith. A una frecuencia determinada y en un punto de polarización. En la figura 6, se representa la gráfica del factor de ruido y su interpretación con los parámetros de ruido.

Por cada variación de la impedancia en la carta de Smith, existe una variación en la figura de ruido. Por medio de las ecuaciones 3.22 y 3.23 se pueden hacer aproximaciones de la variación de los valores que pueden tomar F_{\min} y Γ_s .

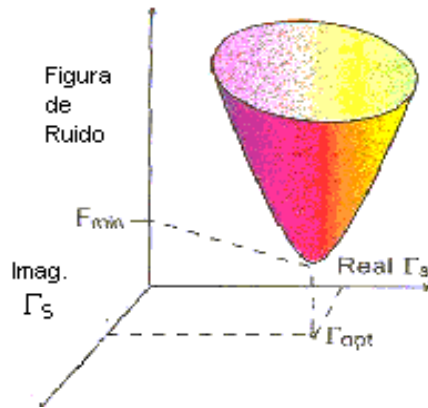


Figura 6. Parámetros de ruido.

3.5.1 Método directo

Este método es la forma más simple de medir los parámetros de ruido de un transistor de microondas [2]. En este método se debe sintonizar la admitancia fuente presentada al transistor hasta que la figura de ruido medida alcance un valor mínimo. En este punto, F_0 es la figura de ruido mínima observada y mediante una medición vectorial de la admitancia de la fuente presentada, se obtiene el valor de Y_0 . De esta manera se obtienen dos de los parámetros buscados. Conectando el dispositivo a una fuente de 50Ω y midiendo la figura de ruido, se puede calcular R_n . Existe una gran cantidad de formas para implementar este método directo, basado en el uso de las diferentes maneras de sintonizar la fuente y las diferentes maneras de medir la figura de ruido. Todas ellas tienen un punto en común, que consiste en encontrar los parámetros de ruido por medio de sintonizar la admitancia de la fuente directamente en Y_0 , por ello son referidos como métodos directos.

Un diagrama a bloques de un banco de medición simple para la medición directa y manual de los parámetros de ruido se muestra en la figura 7.

El medidor de la figura de ruido debe permitir realizar la lectura de la figura de ruido y de la ganancia de inserción sin ajuste de la configuración. También se incluye un par de sintonizadores manuales conectados en cascada con la entrada y salida del transistor. Se asume que los parámetros de dispersión del dispositivo bajo prueba y su estructura de montaje son conocidos.

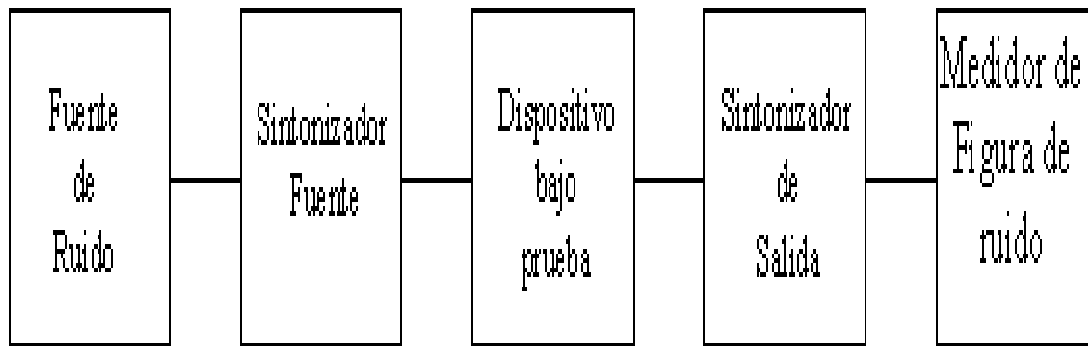


Figura 7. Método directo de la medición de la figura de ruido.

Para hacer una medición adecuada del factor de ruido del dispositivo, la entrada del sintonizador debe ajustarse para que el dispositivo presente una figura de ruido mínima, además que el sintonizador conectado a la salida debe ser ajustado para la condición de ganancia máxima. Los parámetros de dispersión son medidos para su configuración óptima, la ganancia disponible puede ser calculada y aplicando la ecuación 3.16, se obtiene la figura de ruido mínima del dispositivo bajo prueba, de los sintonizadores en cascada y de su estructura de montaje [2].

Conociendo los parámetros de dispersión de la red de entrada, se puede calcular la admitancia de entrada óptima. Quitando el sintonizador de entrada y repitiendo la medición de la figura de ruido, se puede determinar el valor de R_n . Las dificultades de esta medición, es la manipulación del sintonizador, las dos mediciones de los parámetros de dispersión del sintonizador y algunos cálculos. Los métodos directos tienen pérdidas en términos de exactitud y problemas para la automatización. La exactitud se relaciona con el principio de medición, al minimizar la figura de ruido del sintonizador y el dispositivo en cascada. Esto hace posible que las variaciones en la sintonización de la ganancia disponible puedan esconder la figura de ruido mínima del dispositivo, si la medición se hace para alguna impedancia que no corresponda al punto de ruido mínimo del dispositivo. Las dificultades para la automatización se deben al hecho de que el método directo depende de la sintonización exacta de la admitancia de la fuente Y_0 . Esto provoca que se usen estructuras

de sintonización, que puedan variar continuamente la impedancia presentada al puerto de entrada del dispositivo.

3.5.2 Método indirecto

Hay una segunda categoría de los métodos de medición de los parámetros de ruido, los cuales no padecen las inconveniencias de los métodos directos. Estos son conocidos como métodos indirectos, son en principio más complicados que los métodos directos pero son ideales para la automatización. En la figura 8, se muestra un diagrama de un método indirecto de medición.

Los métodos indirectos se basan en la medición de la figura de ruido del dispositivo bajo prueba para, por lo menos cuatro o más valores distintos de la admitancia de la fuente, ninguno de los cuales debe ser necesariamente igual a Y_0 [1].

El banco de caracterización que se presenta en la figura 8, está compuesto de una fuente de ruido (que puede conmutar a dos niveles de potencia de ruido, definidos en el método del factor Y), un sintonizador automático (para variar las impedancias presentadas en el puerto de entrada del dispositivo bajo prueba), un medidor de la figura de ruido (para medir el factor de ruido asociado a cada impedancia) y un analizador de redes vectorial (para medir la impedancia presentada).

Una parte importante en la implementación de este método, es la manipulación del sintonizador automático, debido a que de él depende la constelación de impedancias presentadas al dispositivo. Es conveniente mencionar que el uso del banco de medición presentado solo proporciona un conjunto de admitancias de fuente y sus correspondientes valores de figura de ruido y no los parámetros de ruido, por eso se le llama método indirecto.

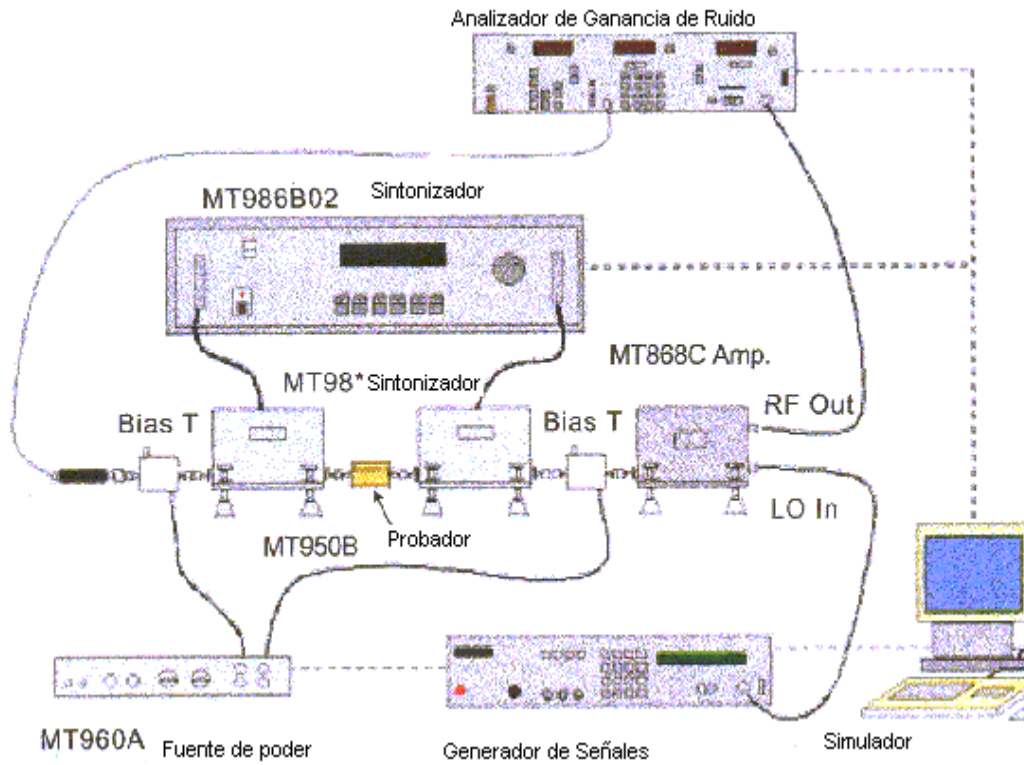


Figura 8. Método indirecto para la medición de los parámetros de ruido.

Capítulo 4

Constelaciones

Un sistema de medición clásico usa un sintonizador manual o automático en cada terminal del dispositivo bajo prueba, los sintonizadores son usados para simular las redes de acoplamiento en la entrada y salida de un amplificador de microondas para que la figura de ruido pueda ser medida. Si se realiza una medición indirecta, los parámetros de ruido dados por F_0 , R_n y la admitancia formada por G_0 y B_0 son tomados en cuenta. El valor de F_0 y las admitancias de entrada pueden ser representados como puntos sobre la carta de Smith, estos valores son conocidos como constelaciones de los parámetros de ruido.

4.1 Técnicas de extracción

Se han propuesto algunas técnicas de extracción de los parámetros de ruido, los trabajos de Lane, Mitama, Vasilescu, Boudiaf, Caruso, O'Callaghan [9], Escotte [5] y Van den Bosch [6] presentan algunas variaciones para la obtención de los parámetros de ruido.

4.1.1 Técnica de extracción de Lane

Lane propone un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas, donde se requiere que haya por lo menos un conjunto de más de 4 valores medidos de la figura de ruido de entrada y su respectiva admitancia, aplicando la ecuación 3.23, se resuelve la

ecuación con base a los cuatro parámetros A , B , C y D , calculándose una función de error, que minimice el error en los resultados obtenidos. Se desarrolla un arreglo matricial de cuatro columnas con respecto al número de mediciones realizadas de F_i e Y_i ,

Para obtener los parámetros de ruido, se debe hacer un ajuste matemático de la curva teórica del comportamiento del factor de ruido y los datos medidos en el banco. Esto se hace con base al siguiente análisis matemático [9], de acuerdo con la ecuación que relaciona los parámetros de la figura de ruido. Cada valor de F_i con su respectiva admitancia de entrada, proporciona un valor que puede ser ubicado sobre la carta de Smith. Lane obtiene un valor de una impedancia óptima calculando los valores de los parámetros de acuerdo a:

$$F_i = F_o + \frac{Rn}{G_{si}} \left[(G_{si} - G_o)^2 + (B_{si} - B_o)^2 \right] \quad (4.1)$$

Esta ecuación se puede describir con base en las siguientes igualdades.

$$F = A + BG_s + \frac{C + BB_s^2 + DB_s}{G_s} \quad (4.2)$$

Estableciendo que:

$$\left. \begin{aligned} F_o &= A + \sqrt{4BC - D^2} \\ Rn &= B \\ B_o &= -\frac{D}{2B} \\ G_o &= \frac{\sqrt{4BC - D^2}}{2B} \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

La función de error depende de:

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \left[A + B \left(G_{si} + \frac{B_{si}^2}{G_{si}} \right) + \frac{C}{G_{si}} + D \frac{B_{si}}{G_{si}} - F_i \right]^2 \quad (4.4)$$

donde el factor de peso es $w_i = 1$.

Las variables A , B , C y D minimizan el error en la ecuación 4.4. Se calculan las variables parciales de ε en función de los 4 parámetros y se igualan a cero.

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial A} = 0 \qquad \frac{\partial \varepsilon}{\partial B} = 0 \qquad (4.5)$$

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial C} = 0 \qquad \frac{\partial \varepsilon}{\partial D} = 0$$

Resolviendo las ecuaciones (4.5) se encuentra un sistema de 4 ecuaciones con cuatro incógnitas de la forma

$$XY = Z \qquad (4.6)$$

en donde:

$$X = \begin{bmatrix} n & \sum_{i=1}^n \left(G_{si} + \frac{B_{si}^2}{G_{si}} \right) & \sum_{i=1}^n \frac{1}{G_{si}} & \sum_{i=1}^n \frac{B_{si}}{G_{si}} \\ \sum_{i=1}^n \left(G_{si} + \frac{B_{si}^2}{G_{si}} \right) & \sum_{i=1}^n \left(G_{si} + \frac{B_{si}^2}{G_{si}} \right)^2 & \sum_{i=1}^n \left(1 + \frac{B_{si}^2}{G_{si}^2} \right) & \sum_{i=1}^n \left(B_{si} + \frac{B_{si}^3}{G_{si}^2} \right) \\ \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{G_{si}} \right) & \sum_{i=1}^n \left(1 + \frac{B_{si}^2}{G_{si}^2} \right) & \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{G_{si}^2} \right) & \sum_{i=1}^n \left(\frac{B_{si}}{G_{si}^2} \right) \\ \sum_{i=1}^n \left(\frac{B_{si}}{G_{si}} \right) & \sum_{i=1}^n \left(B_{si} + \frac{B_{si}^3}{G_{si}^2} \right) & \sum_{i=1}^n \left(\frac{B_{si}}{G_{si}^2} \right) & \sum_{i=1}^n \left(\frac{B_{si}^2}{G_{si}^2} \right) \end{bmatrix} \qquad (4.7)$$

$$Y = [A \quad B \quad C \quad D]^T \qquad (4.8)$$

$$Z = \left[\sum_{i=1}^n F_i \quad \sum_{i=1}^n F_i \left(G_{si} + \frac{B_{si}^2}{G_{si}} \right) \quad \sum_{i=1}^n F_i \left(\frac{1}{G_{si}} \right) \quad \sum_{i=1}^n F_i \left(\frac{B_{si}}{G_{si}} \right) \right] \qquad (4.9)$$

Si se multiplica la ecuación 4.6, por la inversa de X se obtiene:

$$Y = X^{-1} Z \quad (4.10)$$

Los componentes de Y son los valores que minimizan el error (ϵ). Obteniendo los valores resultantes de A, B, C y D en las ecuaciones de (4.3) estos representan los valores de F_0 , R_n , G_0 y B_0 respectivamente. En la gráfica la figura de ruido de acuerdo a la ecuación 4.1, se observa que diferentes admitancias de entrada generan un mismo nivel de ruido, para una reducción de ruido la admitancia que lo genera es la admitancia de entrada óptima.

Ahora, la técnica de Lane no es la única existente a continuación se muestran otras técnicas presentes en la literatura.

4.1.2 Técnica de extracción de Mitama

Cómo se muestra en la figura 9, esta técnica minimiza la distancia que hay entre los valores estimados y los valores medidos [9], implicando los errores que se generan al medirse la figura de ruido y la admitancia de entrada, la distancia es la longitud desde un punto medido a lo largo de una línea perpendicular al paraboloide, que se genera con los valores estimados, la función de error (ϵ_i) es la suma de los errores estimados para cada punto medido

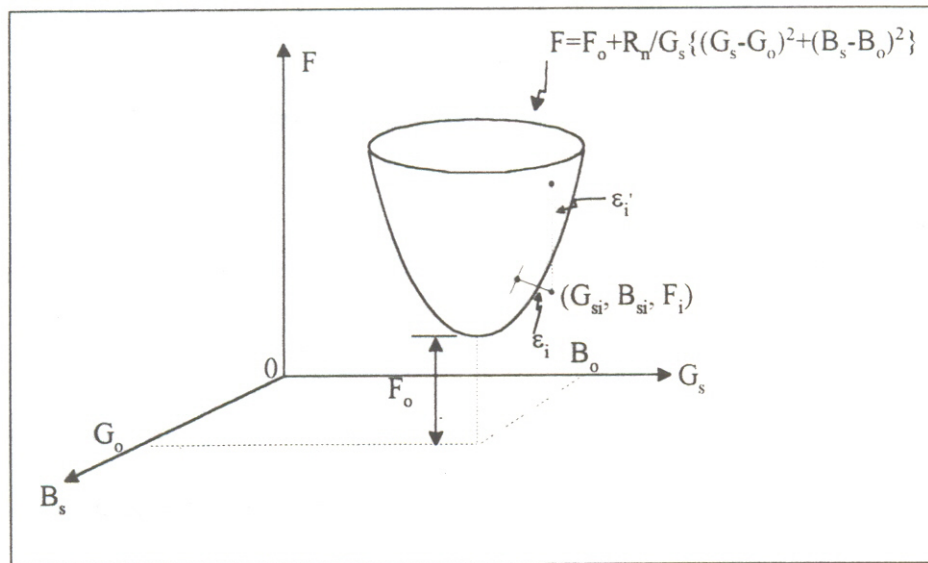


Figura 9. Error estimado (ϵ_i) en la técnica de Mitama.

Con la ecuación que define a la figura de ruido 4.1, se realiza un arreglo para obtener una función de error en función de los parámetros de ruido, se minimiza esta función para obtener un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas, resolviendo el sistema de ecuaciones se encuentran los parámetros de ruido (F_0 , R_n , G_0 y B_0). En esta técnica se calculan los valores iniciales de los parámetros de ruido, usando la técnica de Lane. [9].

4.1.3 Técnica de extracción de Vasilescu

Aquí se propone un sistema de cuatro ecuaciones no lineales, de los cuales se obtienen los parámetros de ruido. A diferencia de las otras técnicas, en esta solo se requiere de 4 mediciones realizadas de F_i e Y_i , arreglando la ecuación 4.1, se hace una combinación de variables, para que mediante sustitución se calculen las cuatro incógnitas que representan los parámetros de ruido (F_0 , R_n , G_0 y B_0). [9].

4.1.4 Técnica de extracción de Boudiaf

En esta técnica se realizan mediciones repetitivas de F_i e Y_i , para extraer los parámetros ruido. Expresando la relación de la figura de ruido como una línea recta, calculando la resistencia equivalente de ruido y la figura de ruido mínima y el coeficiente de reflexión óptimo, con base en:

$$F_i = F_0 + 4 \frac{R_n}{Z_0} \frac{\left| \Gamma_i^j - \Gamma_0 \right|^2}{\left| 1 + \Gamma_0 \right|^2 \left(1 - \left| \Gamma_i^j \right|^2 \right)} \quad (4.11)$$

Se desarrolla un algoritmo para ajustar a una línea recta un conjunto de puntos dispersos, como lo muestra la figura 10, o sea que el paraboloides de la figura de ruido se transforma en una línea recta en el plano (x, y), [9].

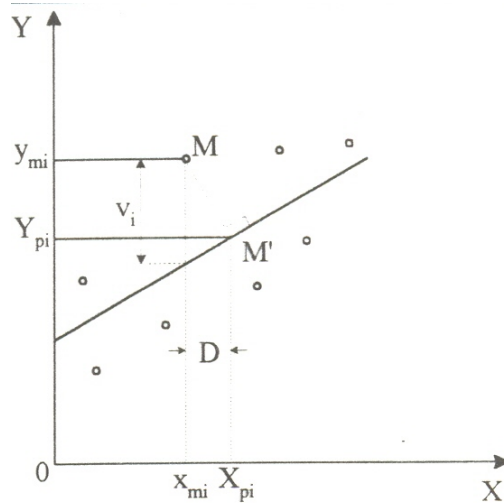


Figura 10. Pendiente de la línea recta de Boudiaf.

La pendiente de esta línea determina a R_n , su cálculo se determina usando un método de optimización de una estimación inicial de R_n , calculada con base a la técnica de Lane. Ya que se ha calculado la pendiente, se determina el punto de cruce por la ordenada (F_0), generándose un sistema de tres ecuaciones con tres incógnitas para obtener el valor de la admitancia óptima (Y_0). [9].

4.1.5 Técnica de extracción de Caruso

En esta técnica se obtiene un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas. Expresando la figura de ruido en función de los coeficientes de reflexión:

$$F_i = F_0 + 4N \frac{|\Gamma_i - \Gamma_0|^2}{(1 - |\Gamma_i|^2)(1 - |\Gamma_0|^2)} \quad \text{con} \quad N = R_n G_0 \quad (4.12)$$

Cada término de la figura de ruido y el coeficiente de reflexión de entrada establece un círculo concéntrico en la carta de Smith, esta técnica desarrolla una serie de pasos para detectar si algún término forma una singularidad, eso significa que el radio del círculo es igual o mayor que uno. La solución de la matriz formada por las cuatro o más ecuaciones se revisa para probar la dependencia lineal existente entre alguno de sus renglones o columnas, si esto ocurre la matriz es singular. [9].

4.1.6 Técnica de extracción de O'Callaghan

Esta técnica genera criterios sobre la selección de las admitancias de entrada usadas para determinar los parámetros de ruido, utilizando una representación vectorial de la figura de ruido, se obtiene un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas, que se resuelve aplicando el método de Cholesky. [9].

Se expresa la figura de ruido en función de las admitancias de entrada como:

$$F = F_0 - 2R_n G_0 + R_n \frac{G_s^2 + B_s^2}{G_s} - 2R_n B_0 \left(\frac{B_s}{G_s} \right) + R_n (G_0^2 + B_0^2) \frac{1}{G_s} \quad (4.13)$$

Con un conjunto de n puntos medidos de F_i , G_{si} y B_{si} con $i= 1,2,\dots,n$, la figura de ruido se puede escribir en forma vectorial:

$$\overline{F_m} \cong C_1 \overline{V_1} + C_2 \overline{V_2} + C_3 \overline{V_3} + C_4 \overline{V_4} \quad (4.14)$$

Arreglando la ecuación se desarrolla un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas (C_1, C_2, C_3, C_4), Estas constantes representan los parámetros de ruido (F_0, R_n, G_0 y B_0) respectivamente. Los criterios de selección para las admitancias fuente son:

- La incertidumbre de los vectores en V_2, V_3 y V_4 no debe ser dependiente de la incertidumbre en los valores del coeficiente de reflexión. Lo que implica que la incertidumbre de un vector debe ser menor que su magnitud.
- Idealmente $V_1 \dots V_4$ deben ser ortogonales, no obstante los componentes de estos vectores son los valores de la admitancia fuente, se debe de determinar un grado de ortogonalidad en caso de que no exista.

4.1.7 Técnica de extracción uniformemente distribuida (Escotte)

Esta técnica se basa en la relación entre la figura de ruido y una red lineal de dos puertos a una frecuencia determinada y una admitancia fuente dada por $Y_s = G_s + jB_s$ [1], esto se representa en la ecuación:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \left[(G_s - G_0)^2 + (B_s - B_0)^2 \right] \quad (4.15)$$

Donde F_{\min} , es la figura de ruido mínima, R_n es la resistencia equivalente y la admitancia óptima dada por $G_0 + jB_0$. Cada admitancia fuente es determinada en una sola medición de la potencia de salida con la fuente de ruido y varias mediciones de la potencia

de salida con la fuente de ruido apagada para cada posición del sintonizador. Se introduce el dispositivo bajo prueba entre la fuente y el receptor medidor de ruido para que la figura de ruido pueda ser determinada. En el artículo presentado por este autor, se hace un estudio entre las técnicas de Lane, Mitama, Vasilescu y Boudiaf, comparando los valores de los parámetros S y las mediciones de las figuras de ruido. Demostrando que la técnica de Vasilescu es la que presenta mayor exactitud pero representa un consumo de tiempo mayor en los cálculos, En está se propone el uso de la técnica de Boudiaf porque representa una menor desviación [5] (0.1 dB en promedio) de F_{min} , en el rango de 4 a 18 GHz.

En la tabla 1, se presentan los valores propuestos por Escote para el desarrollo de esta técnica y en la figura 11, se presenta su distribución de la constelación sobre la carta de Smith.

Tabla 1. Técnica de Escotte.

Num	F	Γ
1	0.83	140
2	0.83	85
3	0.32	92.2
4	0.32	- 168
5	0.14	- 76
6	0.83	4
7	0.45	- 121
8	0.44	- 54
9	0.84	- 134
10	0.81	- 57

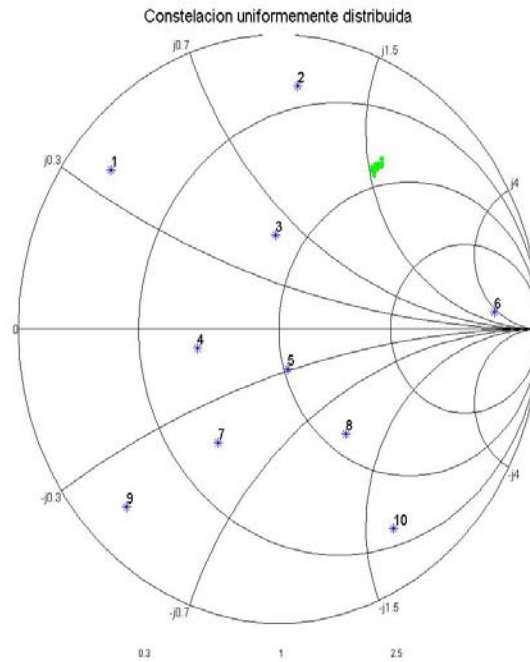


Figura 11. Constelación uniformemente distribuida.

4.1.8 Técnica de extracción de dos pasos (Bosch)

En esta técnica se propone un proceso de generación de dos pasos [6]. En el primero se seleccionan cinco puntos, formando un patrón de cruz en la carta de Smith con un coeficiente de reflexión determinado por el sintonizador [10]. Con estos puntos se calcula un valor óptimo por medio de la técnica de Lane, este se reconoce como Γ_{opt} , luego se seleccionan los cuatro puntos adicionales, los dos primeros se refieren a la exactitud de G_0 y B_0 , dejándose en el mismo círculo que se traza alrededor de Γ_{opt} , pero con una parte de ($\Gamma = R_{opt} + jX_{max}$) para la parte imaginaria maximizada y ($\Gamma = R_{max} + jX_{opt}$) para la parte real. Los otros dos puntos restantes son usados para optimizar el patrón, en la determinación de F_{min} y R_n , mediante el cálculo del centro de gravedad de los triángulos formados por el punto de origen de la carta de Smith, el Γ_{opt} y los dos puntos superiores del patrón original. Esta selección puede ser fácilmente implementada en un sistema de elección de impedancias ya que ofrece una densa cobertura sobre la carta de Smith. El

sintonizador es caracterizado durante la calibración para cada frecuencia medida y para diferentes posiciones del sintonizador. En la tabla 2, se muestran los puntos para la constelación de dos pasos y en la figura 12, se muestra la constelación de Bosch.

Tabla 2. Técnica de Bosch.

Num	F	Γ
1	0	0
2	0.9	45
3	0.9	135
4	0.9	-45
5	0.9	-135
6	0.9	65
7	0.9	37.8
8	0.52	49.5
9	0.41	172.2

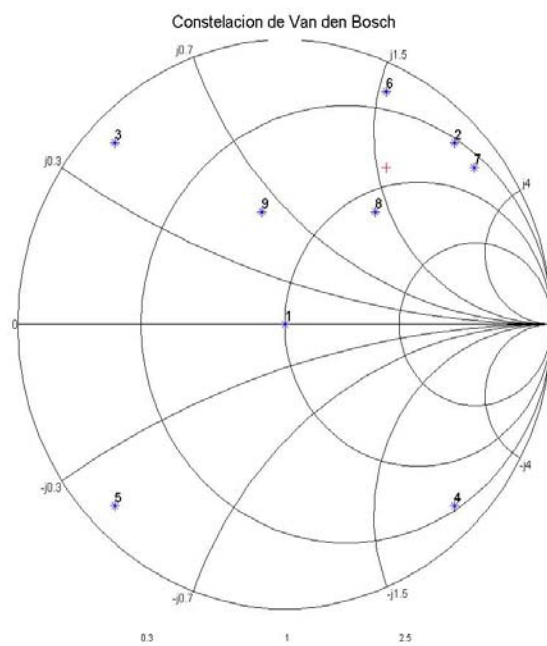


Figura 12. Constelación de Van den Bosch.

4.2 Sensibilidad

La disminución del error en la medición de los parámetros de ruido depende de:

- La elección de las admitancias de entrada.
- La figura de ruido medida con su respectiva admitancia de entrada (o Γ_s).
- La normalización de los valores de F_i en (dB) y G_{si} y B_{si} en (mhos).
- El error total

$$Error = \left[\frac{1}{n} \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{F_{medida} - F_{estimada}}{F_{medida}} \right)^2} \right] \times 100\% \quad (4.16)$$

donde n = Número de mediciones realizadas

Sanderson propone que las ecuaciones (3.23) y (4.1) pueden escribirse como una función $f = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$ [12], donde la sensibilidad de la función con respecto a cada uno de los parámetros de ruido se obtiene mediante la variación de la función con respecto a una variable, de forma tal que para los parámetros se puede expresar como:

$$S_{x_i}^f = \frac{x_i}{f} \frac{\partial f}{\partial x_i} \quad (4.17)$$

Basándose en Hernández Balbuena [13], se puede expresar la sensibilidad de cada variable de la siguiente manera:

- Sensibilidad de la Figura de ruido con respecto a los parámetros medidos durante el proceso de caracterización.

$$S_{F_0}^{F_0} = \frac{F}{F_0} \quad (4.18)$$

$$S_{G_s}^{F_0} = \frac{F - F_0}{F_0} - \frac{2R_n(G_s - G_0)}{F_0} \quad (4.19)$$

$$S_{B_s}^{F_0} = -\frac{2B_s R_n (B_s - B_0)}{F_0 G_s} \quad (4.20)$$

- Sensibilidad para la Resistencia equivalente de ruido con respecto a los parámetros medidos durante el proceso de caracterización.

$$S_F^{R_n} = \frac{F}{F - F_0} \quad (4.21)$$

$$S_{G_s}^{R_n} = \left[1 - \frac{2(G_s - G_0)R_n}{(F - F_0)} \right] \quad (4.22)$$

$$S_{B_s}^{R_n} = -\frac{2B_s(B_s - B_0)R_n}{(F - F_0)G_s} \quad (4.23)$$

- Sensibilidad de la conductancia óptima con respecto a los parámetros medidos durante el proceso de caracterización

$$S_F^{G_0} = -\frac{FG_s}{2G_0R_n(G_s - G_0)} \quad (4.24)$$

$$S_{G_s}^{G_0} = \frac{G_s}{G_0} \left[1 - \frac{(F - F_0)}{2R_n(G_s - G_0)} \right] \quad (4.25)$$

$$S_{B_s}^{G_0} = \frac{B_s}{G_0} \frac{(B_s - B_0)}{(G_s - G_0)} \quad (4.26)$$

- Sensibilidad de la susceptancia óptima con respecto a los parámetros medidos durante el proceso de caracterización.

$$S_F^{B_0} = -\frac{FG_s}{2B_0R_n(B_s - B_0)} \quad (4.27)$$

$$S_{G_s}^{B_0} = \frac{G_s}{B_0} \left[\frac{(G_s - G_0)}{(B_s - B_0)} - \frac{(F - F_0)}{2(B_s - B_0)R_n} \right] \quad (4.28)$$

$$S_{B_s}^{B_0} = \frac{B_s}{B_0} \quad (4.29)$$

4.2.1 Resultados de la sensibilidad de Escotte y Bosch

Cálculo de las sensibilidades con respecto a la figura de ruido de Escotte y Bosch:

Tabla 3. Sensibilidad de F_0 con respecto a R_n , G_0 y B_0
Constelación de la técnica de Escotte.

Lectura	Fo	Rn	Go	Bo
1	9.6184	1.1160	20.0049	2.3769
2	2.4194	1.7045	- 6.7505	0.7025
3	1.6334	2.5788	3.1678	9.1470
4	3.4698	1.4049	5.4916	- 5.6452
5	2.6302	1.6134	4.9163	- 2.2064
6	5.1937	1.2385	- 3.6692	-0.6492
7	5.1652	1.2401	9.1863	- 2.4673
8	3.7482	1.3639	10.6427	- 1.3380
9	22.1918	1.0472	56.8440	- 2.9330
10	13.1725	1.0822	- 19.0471	- 1.1268

Tabla 4. Sensibilidad de G_s con respecto a F_0 , R_n y B_0
Constelación de la técnica de Escotte.

Lectura	Fo	Rn	Go	Bo
1	9.2736	0.9990	- 20.2143	- 1.9730
2	1.6850	1.0014	4.8671	- 0.486
3	- 1.0942	0.9768	2.1362	6.6493
4	- 2.2715	0.9843	3.5724	- 3.7770
5	- 0.3424	0.9899	0.6423	- 0.2854
6	4.2595	1.0010	3.4424	0.5812
7	1.7306	0.9952	- 3.0839	0.8263
8	2.1506	0.9981	- 6.4190	0.7449
9	19.8327	0.9997	- 50.2600	2.6702
10	12.2088	1.0002	18.9966	1.0758

Como puede observarse en la tabla 3, se muestran la sensibilidad de F_0 con respecto a los demás parámetros obtenida con los cálculos de las ecuaciones 4.18, 4.19 y 4.20 para cada uno de los coeficientes de reflexión que componen la constelación. Aquí se muestra que los coeficientes de reflexión de los puntos 1, 9 y 10 presentan una F_0 con error mayor. En el caso de la tabla 4, se observa que para el caso de G_s , los valores de los coeficientes 1, 7, 8, 9, 10 son los que presentan un error mayor, se observa también que casi todos los coeficientes tienen un error menor a 1Ω para R_n .

4.3 Análisis de las técnicas de extracción

Para determinar la técnica apropiada para la obtención de los parámetros de ruido se implementaron los algoritmos de las técnicas de Escotte y Van den Bosch, tomándose como referencia la constelación de Escotte ya que propone una distribución de las admitancias con base en los resultados de las constelaciones de Lane, Mitama, Vasilescu y Boudiaf. Las constelaciones se implementan en lenguaje MATLAB [14], agregándose un error porcentual del 5% para la figura de ruido y el 1% para el coeficiente de reflexión, además que también se detecta la singularidad en caso de que la magnitud de los puntos de las admitancias sea mayor.

4.3.1 Implementación de las Técnicas

Los valores seleccionados para las admitancias que se presentan a la entrada del dispositivo bajo prueba para medir su respectiva figura de ruido, son determinantes para la solución de las expresiones en la extracción de los parámetros de ruido. Ya que los elementos de la matriz de la ecuación 4.1 están en función de las admitancias o de los coeficientes de reflexión. Si la matriz es singular el resultado es indeterminado.

Con los valores de la figura de ruido y su respectiva admitancia de entrada se desarrolla un análisis matemático para calcular los parámetros de ruido. De acuerdo con un programa que contiene una base de datos de la información de las mediciones de la figura de ruido y las admitancias de entrada. Los datos de la figura de ruido están de dB por lo que se hace necesario normalizar los datos para que puedan ser utilizados en los cálculos.

Se calculan los parámetros de acuerdo a la ecuación 4.5, obteniendo un error relativo al porcentaje de error agregado a los valores calculados de los parámetros mediante:

$$error = \left| \frac{F_{medido} - F_{teorico}}{F_{medido}} \right| \bullet 100\% \quad (3.30)$$

Para obtener la gráfica de la variación estandarizada de los parámetros se aplica la distribución gaussiana centrada en el valor verdadero. El resultado es un estimado de la varianza de los datos medidos sobre los datos teóricos de acuerdo con la cantidad de mediciones realizadas. En las graficas se analizan los resultados; obteniéndose el valor de la distribución acumulativa empírica. Esta distribución obtiene los valores: mínimo, máximo, la media y la desviación estándar de un grupo de datos, que demuestran la variación que guardan sobre un valor de referencia.

4.3.1.1 Algoritmo de la constelación de Escotte

La implementación de la técnica de Escotte consiste en tomar los valores iniciales de los parámetros de ruido medidos (F_{si} , G_{si} y B_{si}). Se desarrollan los siguientes pasos:

1. Utilizando la base de datos con los valores de F_{si} , G_{si} y B_{si}
2. Se aplica la ecuación 4.1, para obtener los parámetros de ruido aplicando la técnica de Lane, a estos términos se les llamara F_0 , R_n , G_0 y B_0 .
3. Se agrega un error aleatorio a F_i y G_{si}
4. Se calculan los parámetros de ruido con el error agregado.
5. Se obtiene los valores porcentuales del error relativo de cada uno de los puntos.
6. Se calcula la distribución aleatoria acumulativa de acuerdo con los valores estimados y los calculados por Lane.
7. Se calcula la distribución aleatoria acumulativa de acuerdo con los valores estimados y los calculados con mLane.
8. Se grafican los valores de las distribuciones acumulativas.

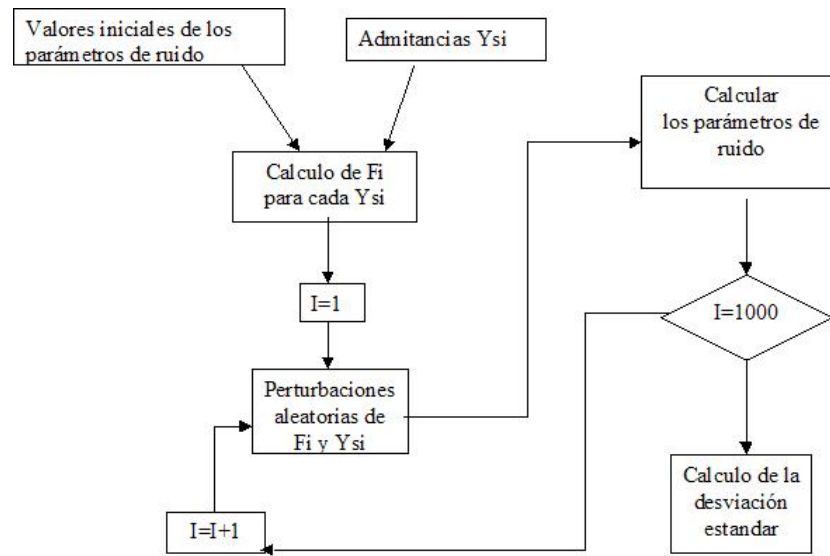


Figura 13. Algoritmo de la constelación de Escotte.

4.3.1.2 Algoritmo de la constelación de Bosch

A diferencia de la constelación de Escotte, esta constelación parte de seleccionar un patrón en forma de cruz, tomando un valor inicial de F_{si} en el centro de la carta de Smith y cuatro valores de F_{si} con una magnitud de 0.9 y sus respectivas admitancias posicionadas a 45° en cada cuadrante de la carta de Smith. El desarrollo de esta técnica es de la siguiente manera:

1. Con los 5 valores iniciales se aplica la técnica de Lane para obtener los valores óptimos. F_0 , R_n , G_0 y B_0 .
2. Con el círculo formado por la unión de los 4 puntos iniciales a partir del centro de la carta de Smith se calculan los puntos de intersección conocidos como $R_{opt} + j * X_{max}$, obtenido de la intersección del punto óptimo ($R_{opt} + j * X_{opt}$) con la parte imaginaria del círculo y el punto conocido como $R_{max} + j * X_{opt}$ obtenido de la intersección con la parte real de la carta de Smith.
3. Los 2 puntos restantes de la constelación se obtienen del cálculo del centro de masa de los triángulos formados por los puntos de las constelaciones.
4. Con los 9 puntos se aplica la técnica de Lane.
5. Se agrega un error aleatorio a cada uno de los puntos

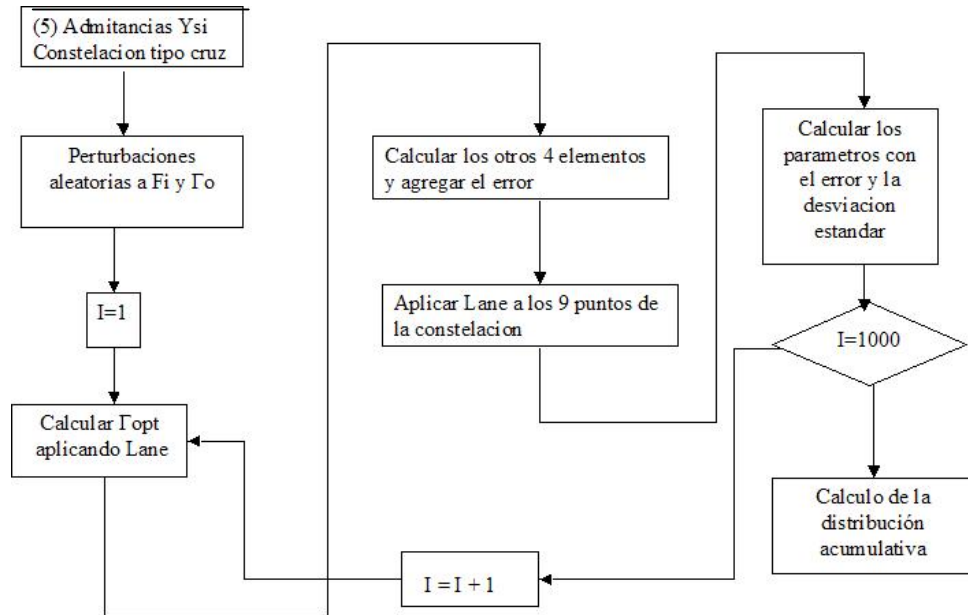


Figura 14. Algoritmo de la constelación de Bosch.

6. Se obtiene los valores porcentuales del error relativo de cada uno de los puntos.
7. Se calcula la distribución aleatoria acumulativa de acuerdo con los valores estimados y los calculados por Lane.
8. Se calcula la distribución aleatoria acumulativa de acuerdo con los valores estimados y los calculados por mLane.
9. Se grafican los valores de la distribución acumulativa

4.4 Desarrollo de las Técnicas

Mediante un programa en MATLAB [14] se implementan las dos constelaciones en un formato que permite que se seleccione el número de puntos que componen la constelación, que se calcule y grafique de acuerdo a los valores obtenidos.

Los valores de entrada se deben estandarizar, ya que la figura de ruido se debe manejar en valores numéricos, los datos de entrada vienen en coeficientes de reflexión y se deben trabajar como admitancias para aplicar la ecuación 4.7.

Se calculan los valores estimados con la técnica de Lane para cualquier de las 2 constelaciones y se obtiene el valor del error porcentual, para obtener los valores de los parámetros de ruido y también la gráfica de la distribución acumulativa estadística. Con la técnica de Bosch se manejó una magnitud de 0.9.

Capítulo 5

Resultados

Con los algoritmos de las constelaciones se desarrollaron simulaciones para hacer el estudio sobre la extracción de los parámetros de ruido, empleando datos de mediciones de diferentes tipos de transistores, agregando errores de medición, errores en la figura de ruido y en el coeficiente de reflexión o en la admitancia de entrada.

5.1 Simulaciones

El estudio comprende la comparación de las constelaciones [15] obteniendo la desviación estándar de cada una, para calcular el comportamiento aleatorio de su respuesta. Cada constelación se somete a un procedimiento de simulación de errores en F_i , Y_{si} . Este procedimiento se desarrollará de acuerdo a los siguientes puntos:

1. Mediante la base de datos que contiene los parámetros de ruido de mediciones realizadas, aplicándolas al algoritmo de las constelaciones.
2. Elección de la constelación deseada.
3. Cálculo de la figura de ruido mediante Lane, con los parámetros de ruido conocidos.
4. Los datos de F_i y Θ_{si} se afectan con perturbaciones aleatorias ya que:

$$\Gamma_{si} = \rho_{si} e^{j\Theta_{si}} \quad \text{si} \quad G_{si} + jB_{si} = \frac{1}{50} \left[\frac{1 - \Gamma_{si}}{1 + \Gamma_{si}} \right] \quad (4.1)$$

$$F_i = \pm 5\% \quad \text{y} \quad Y_{si} = 1\%$$

5. Realizando las conversiones de Γ_{si} a Y_{si} , los datos de F_i , G_{si} y B_{si} deben estar estandarizados.

5.2 Comparaciones de las constelaciones

La respuesta al error de las simulaciones de los algoritmos de Escotte y Bosch [16]. Los valores para el cálculo de los parámetros de ruido se seleccionaron de la base de datos de diferentes transistores, los que se muestran en la tabla 5.

Tabla 5. Datos de los transistores de prueba.

Num.	F_0	R_n	Γ_0	Ang
1	2.15	2.4	0.6695	55.49
2	0.35	0.4	0.75	27.0
3	1.0	0.3	0.53	67.0
4	1.7	0.16	0.24	130.0

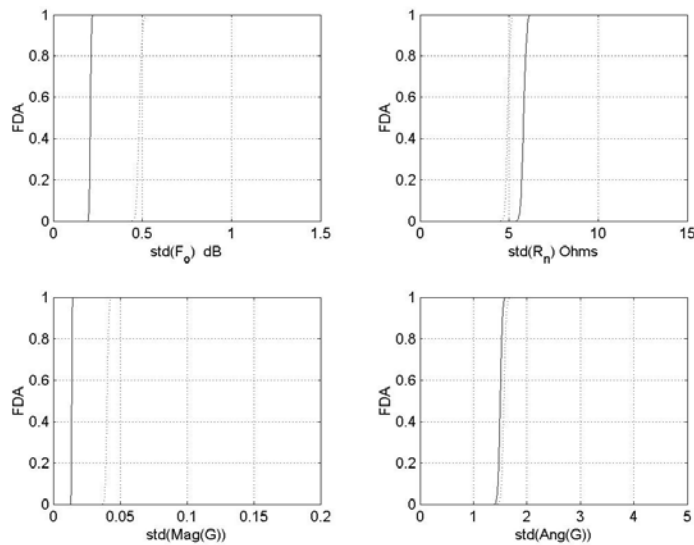


Figura 15. Distribución acumulativa de Escotte (·) y Bosch (|), datos del transistor 1.

La figura 15, muestra el error de medición de las constelaciones de Escotte y Bosch para los datos del transistor No. 1, de la tabla 5. Las cuatro gráficas corresponden a los valores de F_0 , R_n , G_0 y B_0 , respectivamente observándose que en F_0 y G_0 la sensibilidad es mayor con los datos de Bosch comparados con los de Escotte. Este mismo procedimiento se siguió con los otros transistores, probándose a diferentes frecuencias de operación.

La figura 16, indica los resultados del error de medición para los datos del transistor No. 2 de la tabla 5.1, mostrándonos que los datos de Bosch mejoran el error con respecto a F_0 y G_0 , pero no con R_n y B_0 .

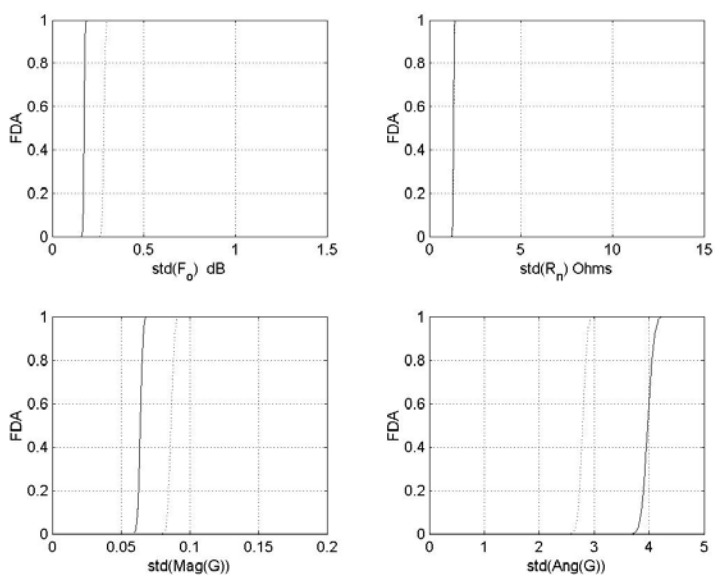


Figura 16. Distribución acumulativa de Escotte (·) y Bosch (—), datos del transistor 2.

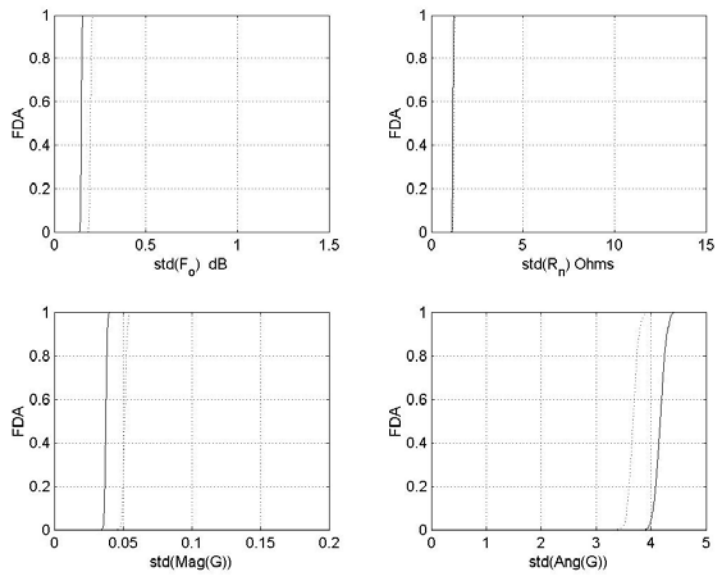


Figura 17. Distribución acumulativa de Escotte (:) y Bosch (—), datos del transistor 3.

La figura 17, muestra los valores de error del transistor No. 3, de los datos de la tabla 5.1. Al igual que en las graficas anteriores Bosch muestra los errores menores. La figura 18, muestra los valores de error del transistor No. 4, de los datos de la tabla 5.1.

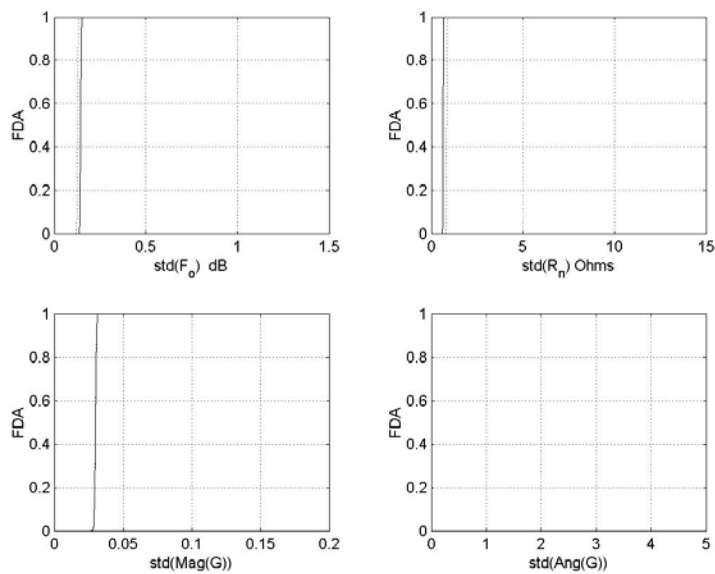


Figura 18. Distribución acumulativa de Escotte (:) y Bosch (—), datos del transistor 4.

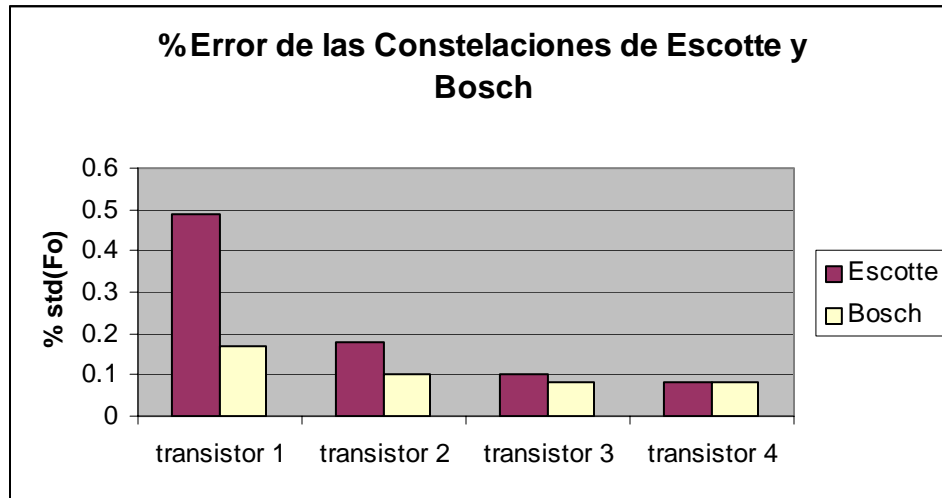


Figura 19. Desviación estándar de las Constelaciones de Escotte y Bosch para la variable F_0 .

En la figura 19, se muestran los resultados de los cuatro transistores de la tabla 5.1, para la desviación estándar de F_0 , de igual manera se pueden obtener los valores para R_n , G_0 y B_0 .

Estableciendo la constelación de Escotte y considerando la sensibilidad de los parámetros de ruido. Se modificó la constelación de Bosch para encontrar una constelación que contenga un número y una distribución de los coeficientes de reflexión que permitan una sensibilidad mayor. Con la constelación de Bosch se observaron cuatro casos

- Con solo 5 puntos, lo que se conoce como la constelación de cruz se calculó la desviación estándar con y sin errores, a diferentes magnitudes de 0.7, 0.75, 0.8, 0.85 y 0.9
- Con 7 puntos únicamente tomando la constelación de cruz y calculando los puntos de máxima convergencia sin llegar a círculos singulares, a diferentes magnitudes 0.7, 0.75, 0.8, 0.85 y 0.9.
- Con 7 puntos únicamente tomando la constelación cruz y calculando los 2 centros de masa, formados por los puntos de la constelación cruz y F_0 y Y_0 . Con diferentes magnitudes 0.7, 0.75, 0.8, 0.85, 0.9.

- Con 9 puntos tomando la constelación cruz, calculando los puntos X_{\max} y Y_{\max} y los centros de masa. Con diferentes magnitudes 0.7, 0.75, 0.8, 0.85 y 0.9.

Mediante los resultados de los pasos anteriores, se encontró que la Constelación de Bosch compuesta con 7 elementos, con los 5 elementos base y los 2 centros de masa proporcionan una reducción en el error.

Se calcularon 5 constelaciones diferentes modificando la constelación de Bosch, se propuso dejar los 5 elementos base, y modificar la posición de los otros elementos. Se distribuyeron estos elementos en diferentes partes de la carta de Smith para obtener una desviación estándar menor y proponer una nueva constelación.

5.3 Constelaciones propuestas

La constelación de Escotte se tomará como referencia para comparar los resultados con respecto a las modificaciones de la constelación de Bosch, con la finalidad de buscar una constelación que muestre un error menor. Partiendo de la distribución en forma de cruz, se modificó la distribución de los puntos restantes, estableciendo 5 constelaciones diferentes. Cada constelación fue probada para diferentes distribuciones y magnitudes[17]. Se calculó la distribución acumulativa y su respuesta con respecto a la frecuencia y al error.

A continuación se muestran las constelaciones y las tablas de los resultados de 2 transistores.

La figura 20, muestra la constelación Cal_ext1 que se compone 9 coeficientes de reflexión, los puntos que la componen son la distribución base de Bosch, pero en lugar de usar X_{\max} y Y_{\max} , se colocan en otra posición en función del cálculo de la sensibilidad.

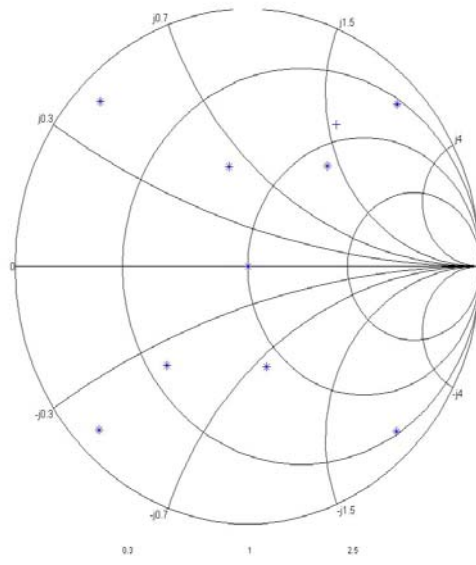


Figura 20. Constelación propuesta Cal_ext1

La figura 21, muestra la constelación Cal_ext2, en esta se acercan los puntos hacia el punto óptimo calculado con Lane.

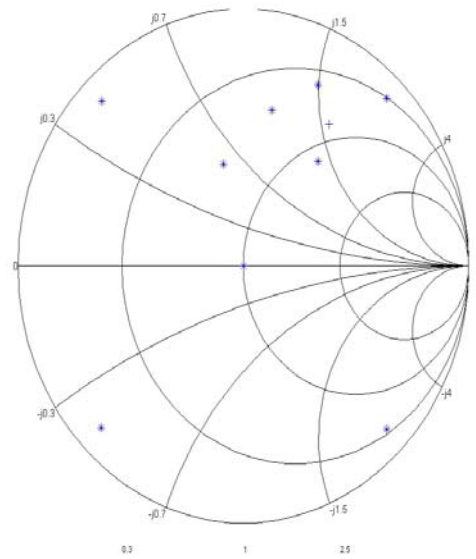


Figura 21. Constelación propuesta Cal_ext2

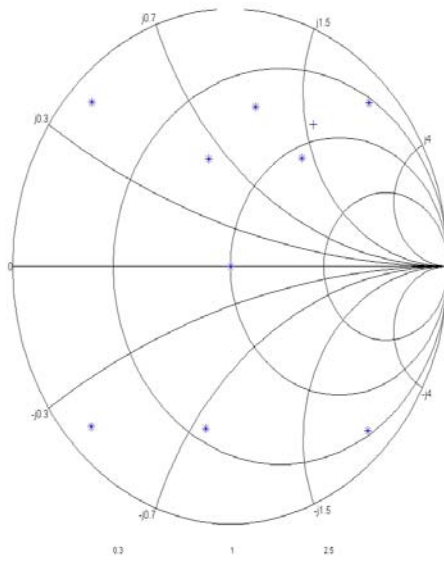


Figura 22. Constelación propuesta Cal_ext3

La figura 22, muestra la constelación Cal_ext3, en donde el octavo coeficiente de reflexión se modifica, para mejorar la conductancia óptima.

La figura 23, muestra la constelación Cal_ext4, en esta constelación se cambio la posición del noveno elemento, para mejorar la susceptancia óptima .

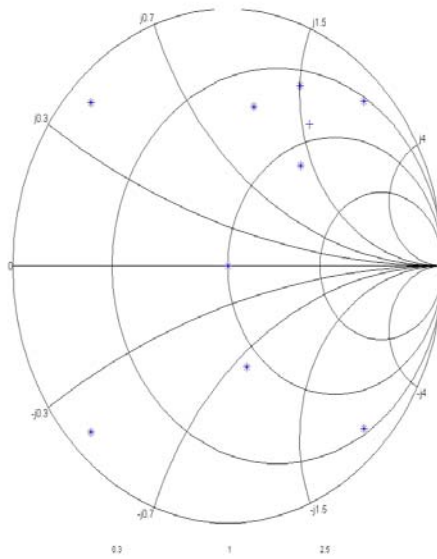


Figura 23. Constelación propuesta Cal_ext4

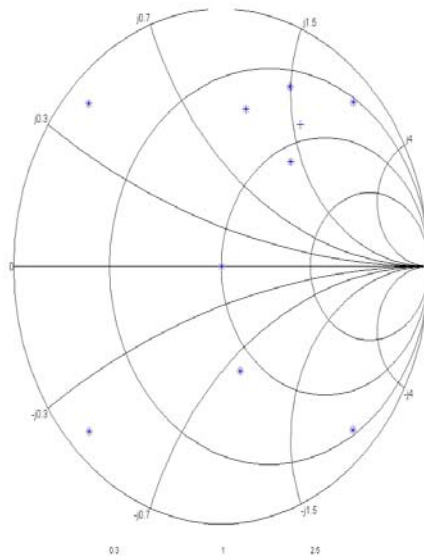


Figura 24. Constelación propuesta Cal_ext5

La figura 24, muestra la constelación Cal_ext5, en donde se modifica la posición del 6 elemento, modificando su valor real.

5.4 Resultados de las constelaciones propuestas

En las siguientes tablas, se muestran los resultados de los parámetros de ruido para la constelación de Bosch aplicando el algoritmo para calcular la desviación acumulativa de los parámetros de ruido en función de los errores de medición, considerando errores de medición en la figura de ruido y en el coeficiente de reflexión, cada una de las constelaciones fueron probadas para una magnitud de 0.7, 0.75, 0.8, 0.85, 0.9 , con cada uno de los 4 transistores y también se considero el número de coeficientes fuente, para 5, 7 y 9 elementos.

Tabla 6. Comparación de las 6 constelaciones propuestas

Transistor 1 =[2.15, 2.4, 0.6695, 55]

Constelación de Bosch con 5 elementos. Magnitud = 0.7								
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.8	1.25	7.5	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext1	0.8	1.25	7.4	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext2	0.8	1.25	7.5	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext3	0.85	1.25	7.2	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext4	0.85	1.25	7.2	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext5	0.85	1.25	7.2	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2

Constelación de Bosch con 5 elementos. Magnitud = 0.8								
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	1.0	1.25	7.0	7.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext1	1.0	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext2	0.8	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext3	0.9	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext4	0.9	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	3.0	2.2
Cal_ext5	1.0	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2

Constelación de Bosch con 5 elementos. Magnitud = 0.9								
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	1.35	1.25	8.3	7.0	0.09	0.06	4.0	2.2
Cal_ext1	1.4	1.25	9.0	8.0	0.09	0.06	4.0	2.2
Cal_ext2	1.35	1.25	8.5	8.0	0.09	0.06	4.0	2.2
Cal_ext3	1.35	1.25	8.5	8.0	0.085	0.06	4.0	2.2
Cal_ext4	1.35	1.25	8.5	8.0	0.085	0.06	3.95	2.2
Cal_ext5	1.35	1.25	8.5	8.0	0.085	0.06	4.0	2.2

Tabla 7. Comparación de las 6 constelaciones propuestas Transistor 1 =[2.15, 2.4, 0.6695, 55]

Constelación de Bosch con 7 elementos, con los centros de masa Magnitud = 0.7								
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.75	1.25	7.5	8.0	0.08	0.06	2.75	2.2
Cal_ext1	0.75	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext2	0.75	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext3	0.75	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext4	0.75	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext5	0.75	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2

Constelación de Bosch con 7 elementos. Magnitud = 0.8								
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.76	1.25	7.0	7.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext1	0.76	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	3.0	2.2
Cal_ext2	0.76	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext3	0.76	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext4	0.80	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	3.0	2.2
Cal_ext5	0.85	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2

Constelación de Bosch con 7 elementos. Magnitud = 0.9								
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.9	1.25	8.5	7.0	0.095	0.06	4.0	2.2
Cal_ext1	0.95	1.25	8.5	8.0	0.095	0.06	4.0	2.2
Cal_ext2	0.95	1.25	8.5	8.0	0.095	0.06	4.0	2.2
Cal_ext3	0.95	1.25	8.5	8.0	0.095	0.06	4.0	2.2
Cal_ext4	1.3	1.25	8.5	8.0	0.095	0.06	3.9	2.2
Cal_ext5	1.25	1.25	8.5	8.0	0.083	0.06	4.0	2.2

Tabla 8. Comparación de las 6 constelaciones propuestas

Transistor 1 = [2.15, 2.4, 0.6695, 55]

Constelación de Bosch de 7 elementos con los puntos Xmax. y Ymax. Magnitud = 0.7								
Constelación	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.4	1.25	7.0	8.0	0.065	0.065	2.8	2.2
Cal_ext1	0.8	1.25	8.0	8.0	0.08	0.06	2.8	2.2
Cal_ext2	0.6	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.8	2.2
Cal_ext3	0.7	1.25	7.5	8.0	0.09	0.06	2.9	2.2
Cal_ext4	0.6	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.8	2.2
Cal_ext5	0.6	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2

Constelación de Bosch de 7 elementos con los puntos Xmax. y Ymax. Magnitud = 0.8								
Constelación	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.5	1.25	7.0	7.0	0.04	0.06	2.9	2.2
Cal_ext1	1.15	1.25	7.5	8.0	0.075	0.06	2.9	2.2
Cal_ext2	0.65	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.95	2.2
Cal_ext3	0.8	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.95	2.2
Cal_ext4	0.65	1.25	6.5	8.0	0.08	0.06	2.95	2.2
Cal_ext5	0.65	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.95	2.2

Constelación de Bosch de 7 elementos con los puntos Xmax. y Ymax. Magnitud = 0.9								
Constelación	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.8	1.25	8.5	7.0	0.06	0.06	2.9	2.2
Cal_ext1	>1.5	1.25	10.0	8.0	0.085	0.06	2.9	2.2
Cal_ext2	0.95	1.25	8.0	8.0	0.095	0.06	4.0	2.2
Cal_ext3	>1.5	1.25	9.0	8.0	0.085	0.06	4.0	2.2
Cal_ext4	0.65	1.25	8.0	8.0	0.095	0.06	4.0	2.2
Cal_ext5	0.65	1.25	8.0	8.0	0.095	0.06	4.0	2.2

Tabla 9. Comparación de las 6 constelaciones propuestas

Transistor 1= [2.15, 2.4, 0.6695, 55]

Constelación de Bosch con 9 elementos. Magnitud = 0.7								
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.4	1.25	6.5	8.0	0.05	0.06	2.5	2.2
Cal_ext1	0.7	1.25	6.5	8.0	0.08	0.06	2.8	2.2
Cal_ext2	0.6	1.25	6.5	8.0	0.075	0.06	2.75	2.2
Cal_ext3	0.6	1.25	6.5	8.0	0.09	0.06	2.9	2.2
Cal_ext4	0.52	1.25	6.5	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2
Cal_ext5	0.52	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.9	2.2

Constelación de Bosch con 9 elementos. Magnitud = 0.8								
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.36	1.25	6.78	7.0	0.04	0.06	2.9	2.2
Cal_ext1	0.85	1.25	6.5	8.0	0.075	0.06	2.95	2.2
Cal_ext2	0.6	1.25	6.5	8.0	0.075	0.06	2.95	2.2
Cal_ext3	0.75	1.25	7.0	8.0	0.08	0.06	2.95	2.2
Cal_ext4	0.7	1.25	7.0	8.0	0.075	0.06	2.95	2.2
Cal_ext5	0.65	1.25	7.0	8.0	0.075	0.06	3.0	2.2

Constelación de Bosch con 9 elementos. Magnitud = 0.9								
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.65	1.25	7.0	7.0	0.075	0.06	3.0	2.2
Cal_ext1	1.4	1.25	8.5	8.0	0.09	0.06	4.0	2.2
Cal_ext2	0.7	1.25	8.1	8.0	0.095	0.06	4.0	2.2
Cal_ext3	1.25	1.25	9.0	8.0	0.09	0.06	4.0	2.2
Cal_ext4	0.8	1.25	8.1	8.0	0.09	0.06	3.95	2.2
Cal_ext5	0.8	1.25	8.1	8.0	0.095	0.06	4.0	2.2

Tabla 10. Comparación de las 6 constelaciones propuestas Transistor 3 = [1, 0.3, 0.53, 67]

Constelación de Bosch con 5 elementos.				Magnitud = 0.7					
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)		
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	
Cal_ext	0.24	0.24	1.5	1.5	0.12	0.06	> 5	3.9	
Cal_ext1	0.2	0.24	1.5	1.5	0.12	0.06	> 5	3.9	
Cal_ext2	0.23	0.24	1.5	1.5	0.12	0.06	> 5	3.9	
Cal_ext3	0.22	0.24	1.5	1.5	0.12	0.06	> 5	3.9	
Cal_ext4	0.2	0.24	1.5	1.5	0.12	0.06	5	3.9	
Cal_ext5	0.2	0.24	1.5	1.5	0.12	0.06	> 5	3.9	

Constelación de Bosch con 5 elementos.				Magnitud = 0.8					
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)		
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	
Cal_ext	0.25	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.5	3.9	
Cal_ext1	0.25	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.5	3.9	
Cal_ext2	0.255	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.3	3.9	
Cal_ext3	0.25	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.5	3.9	
Cal_ext4	0.25	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.5	3.9	
Cal_ext5	0.25	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.5	3.9	

Constelación de Bosch con 5 elementos.				Magnitud = 0.9					
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)		
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	
Cal_ext	0.3	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	> 5	4.0	
Cal_ext1	0.3	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	> 5	3.9	
Cal_ext2	0.3	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	> 5	3.9	
Cal_ext3	0.3	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	5	3.9	
Cal_ext4	0.3	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	> 5	3.9	
Cal_ext5	0.3	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	5	3.9	

Tabla 11. Comparación de las 6 constelaciones propuestas

Transistor 3 = [1, 0.3, 0.53, 67]

Constelación de Bosch de 7 elementos con centro de masa					Magnitud = 0.7			
Constelación	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.19	0.24	1.5	1.5	0.115	0.06	5	3.9
Cal_ext1	0.19	0.24	1.5	1.5	0.11	0.06	> 5	3.9
Cal_ext2	0.19	0.24	1.5	1.5	0.11	0.06	> 5	3.9
Cal_ext3	0.19	0.24	1.5	1.5	0.11	0.06	> 5	3.9
Cal_ext4	0.19	0.24	1.5	1.5	0.11	0.06	> 5	3.9
Cal_ext5	0.19	0.24	1.5	1.5	0.11	0.06	> 5	3.9

Constelación de Bosch de 7 elementos con centro de masa					Magnitud = 0.8			
Constelación	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.19	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.3	3.9
Cal_ext1	0.19	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.3	3.9
Cal_ext2	0.19	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.3	3.9
Cal_ext3	0.19	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.4	3.9
Cal_ext4	0.23	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	4.4	3.9
Cal_ext5	0.23	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	4.4	3.9

Constelación de Bosch de 7 elementos con centro de masa					Magnitud = 0.9			
Constelación	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.23	0.24	1.5	1.5	0.072	0.06	5	3.9
Cal_ext1	0.23	0.24	1.5	1.5	0.072	0.06	5	3.9
Cal_ext2	0.23	0.24	1.5	1.5	0.072	0.06	> 5	3.9
Cal_ext3	0.23	0.24	1.5	1.5	0.076	0.06	4.4	3.9
Cal_ext4	0.24	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	4.5	3.9
Cal_ext5	0.24	0.24	1.5	1.5	0.072	0.06	> 5	3.9

Tabla 12. Comparación de las 6 constelaciones propuestas

Transistor 3 = [1, 0.3, 0.53, 67]

Constelación de Bosch de 7 elementos con Xmax					Magnitud = 0.7			
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.23	0.24	1.6	1.5	0.095	0.06	4.8	3.9
Cal_ext1	0.24	0.24	1.6	1.5	0.12	0.06	> 5	3.9
Cal_ext2	0.19	0.24	1.6	1.5	0.12	0.06	> 5	3.9
Cal_ext3	0.23	0.24	1.6	1.5	0.12	0.06	> 5	3.9
Cal_ext4	0.19	0.24	1.6	1.5	0.12	0.06	5	3.9
Cal_ext5	0.19	0.24	1.5	1.5	0.12	0.06	5	3.9

Constelación de Bosch de 7 elementos con Xmax					Magnitud = 0.8			
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.24	0.24	1.5	1.5	0.07	0.06	4	3.9
Cal_ext1	0.25	0.24	1.5	1.5	0.07	0.06	4.4	3.9
Cal_ext2	0.22	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.4	3.9
Cal_ext3	0.24	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	4.4	3.9
Cal_ext4	0.22	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.4	3.9
Cal_ext5	0.22	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	4.4	3.9

Constelación de Bosch de 7 elementos con Xmax					Magnitud = 0.9			
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)	
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott
Cal_ext	0.26	0.24	1.5	1.5	0.045	0.06	4.4	3.9
Cal_ext1	0.26	0.24	1.5	1.5	0.07	0.06	> 5	3.9
Cal_ext2	0.23	0.24	1.5	1.5	0.08	0.06	> 5	3.9
Cal_ext3	0.26	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	> 5	3.9
Cal_ext4	0.23	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	> 5	3.9
Cal_ext5	0.23	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	> 5	3.9

Tabla 13. Comparación de las 6 constelaciones propuestas

Transistor 3 = [1, 0.3, 0.53, 67]

Constelación de Bosch con 9 elementos.				Magnitud = 0.7					
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)		
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	
Cal_ext	0.18	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	4.8	3.9	
Cal_ext1	0.23	0.24	1.5	1.5	0.1	0.06	4.9	3.9	
Cal_ext2	0.22	0.24	1.5	1.5	0.1	0.06	4.95	3.9	
Cal_ext3	0.22	0.24	1.5	1.5	0.12	0.06	5	3.9	
Cal_ext4	0.21	0.24	1.5	1.5	0.1	0.06	5	3.9	
Cal_ext5	0.21	0.24	1.5	1.5	0.1	0.06	5	3.9	

Constelación de Bosch con 9 elementos.				Magnitud = 0.8					
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)		
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	
Cal_ext	0.21	0.24	1.5	1.5	0.05	0.06	4	3.9	
Cal_ext1	0.23	0.24	1.5	1.5	0.07	0.06	4.3	3.9	
Cal_ext2	0.21	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	4.4	3.9	
Cal_ext3	0.21	0.24	1.5	1.5	0.075	0.06	4.4	3.9	
Cal_ext4	0.21	0.24	1.5	1.5	0.07	0.06	4.5	3.9	
Cal_ext5	0.21	0.24	1.5	1.5	0.07	0.06	4.4	3.9	

Constelación de Bosch con 9 elementos.				Magnitud = 0.9					
	% Fmin		% Rn		% Mag (Γ_s)		% Ang (Γ_s)		
Constelación	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	Bosch	Escott	
Cal_ext	0.22	0.24	1.5	1.5	0.04	0.06	4.5	4.0	
Cal_ext1	0.24	0.24	1.55	1.5	0.11	0.06	> 5	3.9	
Cal_ext2	0.21	0.24	1.5	1.5	0.074	0.06	> 5	3.9	
Cal_ext3	0.24	0.24	1.5	1.5	0.073	0.06	> 5	3.9	
Cal_ext4	0.21	0.24	1.5	1.5	0.07	0.06	> 5	3.9	
Cal_ext5	0.21	0.24	1.5	1.5	0.07	0.06	5	3.9	

Los resultados que se presentan en las tablas 6, 7, 8 y 9 son solo de la magnitud de 0.7, 0.8 y 0.9. Solo del transistor No.1 , el mismo procedimiento se realizó para los otros 2 transistores. Se observó que en las 1000 iteraciones, los valores de los parámetros de ruido que se calculan con la constelación base formada por solo 5 puntos muestran que las constelaciones se definen con cinco elementos, con respecto a Escotte no hay cambio en los valores de R_n , esto demuestra que la magnitud de la figura de ruido y el coeficiente de reflexión no varían los resultados de R_n , también que al cambiar el valor de F_0 no se modifica el valor de G_s . La magnitud ideal debe ser menor a 0.8. La magnitud ni el ángulo de Γ_s son dependientes de la magnitud de F_0 .

En la tabla 7, se muestra que las seis constelaciones comparadas, están formadas por 7 coeficientes de reflexión, dejando los centros de masa, se encontró que la magnitud debe ser menor a 0.8, también si se reduce F_{min} se afectan los valores de Γ_s , R_n no cambia de valor.

En la figura 25, se muestra la comparación de los resultados de las cinco constelaciones considerando solo 7 elementos, para una magnitud en la formación base de 0.8. Las constelaciones ext1, ext2 y ext3 son las que muestran menor error.

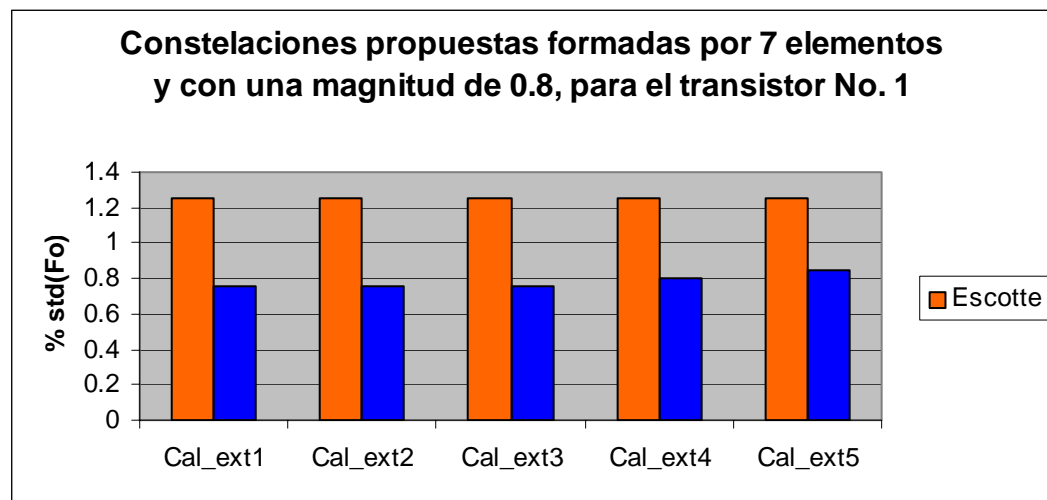


Figura 25. Resultados de las 5 constelaciones propuestas, para 0.8

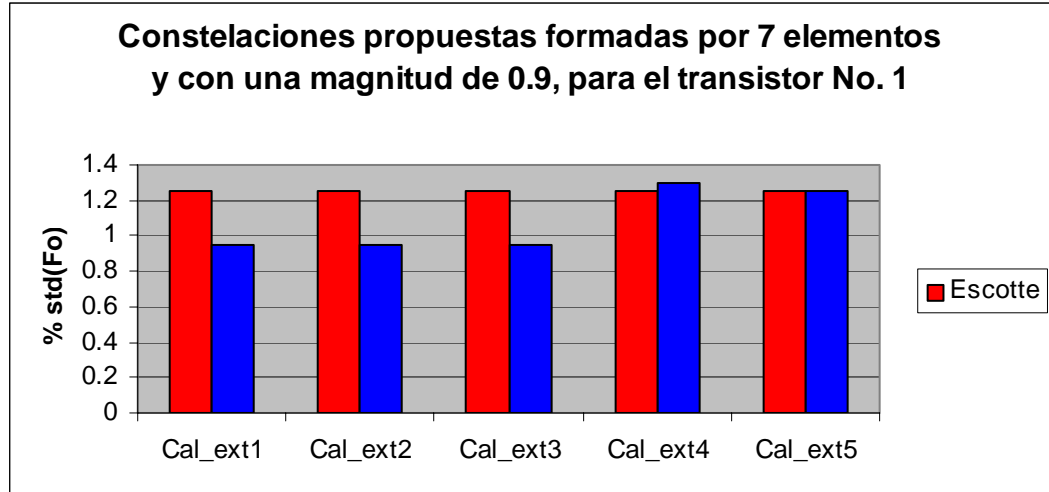


Figura 26. Resultados de las 5 constelaciones propuestas, para 0.9

La figura 26, resume los resultados con 7 elementos para una magnitud de 0.9, las constelaciones Cal_ext1, Cal_ext2 y Cal_ext3 exhiben el menor error.

En la tabla 8, en el algoritmo empleado se eliminan los centros de masa y se calculan los valores máximos con X_{\max} e Y_{\max} , Los valores de F_s son más altos que en la tabla anterior, la magnitud debe ser menor a 0.8, se presenta una variación de R_n y F_{min} con respecto a los valores anteriores.

En la tabla 9, se muestra que cuando se trabajan las constelaciones con nueve puntos se reducen los valores de F_{min} , se muestra que las constelaciones Cal_ext2 y Cal_ext4 son las que presentan la sensibilidad mayor. Al igual que en los anteriores resultados la magnitud debe ser menor a 0.8. Se siguió el mismo procedimiento para los transistores 2, 3 y 4 de la tabla 5.1. En las tablas 10-13, se muestran los resultados para el transistor número 3, con los que se realizó el mismo procedimiento.

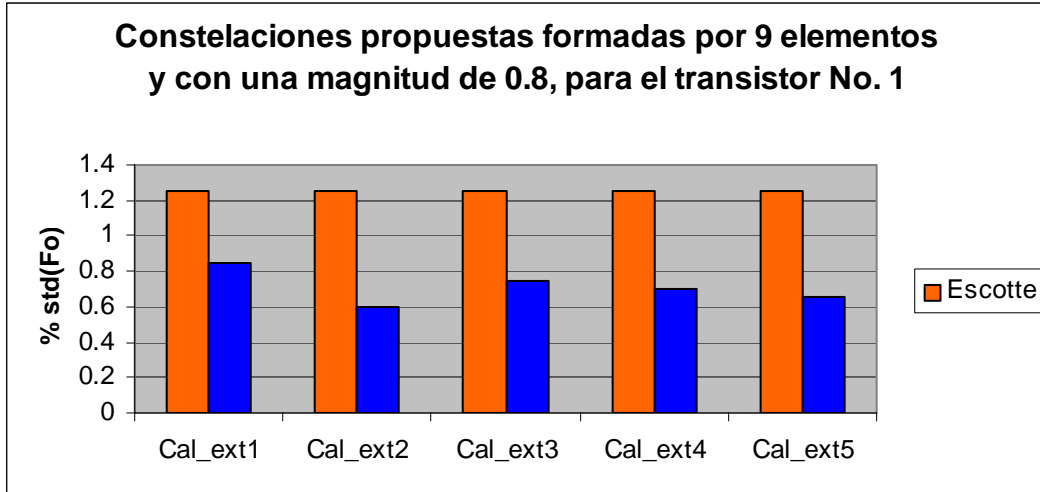


Figura 27. Resultados de las 5 constelaciones propuestas, para 0.8 con 9 elementos.

La figura 27, muestra los resultados de las 5 constelaciones para una magnitud de 0.8 y formadas por 9 elementos, la constelación Cal_ext2 es la que tiene un error menor.

La figura 28, resume los resultados para las 5 constelaciones, formadas con 9 elementos y con una magnitud de la formación base de 0.9. Las constelaciones Cal_ext2 y Cal_ext4 son las que muestran un error menor.

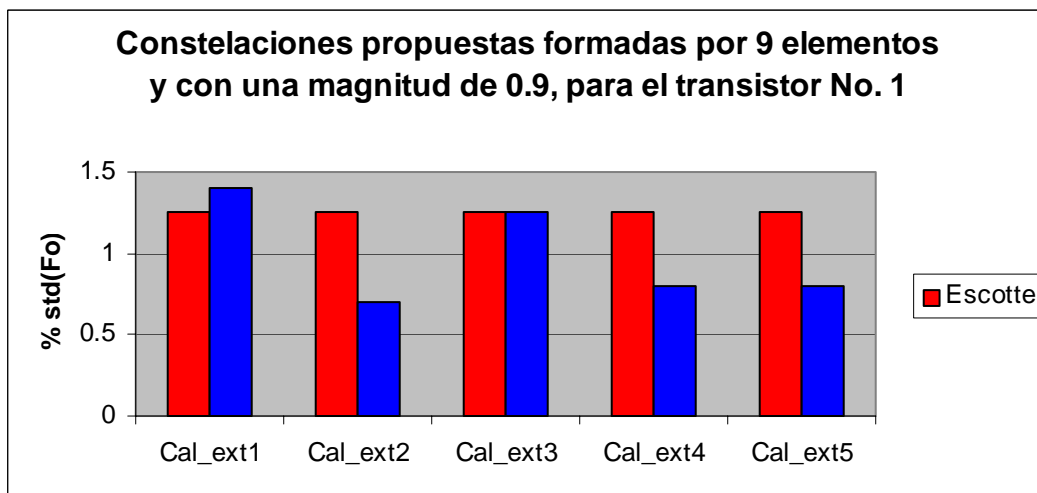


Figura 28. Resultados de las 5 constelaciones propuestas, para 0.9 con 9 elementos.

Capítulo 6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El desarrollo de este trabajo de tesis consistió en el estudio de las técnicas de extracción de los parámetros de ruido, basándose en las técnicas de Escotte y Bosch que son los trabajos más recientes presentados. Estos estudios son de gran importancia para el diseño de amplificadores de bajo ruido, en los enlaces de microondas.

Este estudio demuestra la sensibilidad a errores de medición de una técnica de medición indirecta para la obtención de los parámetros de ruido, mediante la implementación de algoritmos en Matlab para las constelaciones de Escotte y Bosch y también para las otras 5 constelaciones que fueron propuestas. En la aplicación de estas técnicas se simuló valores medidos de la figura de ruido y el coeficiente de reflexión, tomando como base la constelación de Escotte, ya que ella es el resultado del estudio de otras constelaciones propuestas por otros autores, los 10 puntos propuestos de esta constelación son los que proporcionan una mayor sensibilidad. Con base en ello, las otras constelaciones propuestas fueron variaciones de la constelación de Bosch. Para simular los errores de medición se agregaron perturbaciones a las figuras de ruido alrededor del 5% y a los coeficientes de reflexión con 1%.

A través de todos los resultados obtenidos se puede observar que cuando no se introducen errores a la magnitud de la figura de ruido y el coeficiente de reflexión, se producen resultados incorrectos. La comparación entre Bosch y Escotte demostró que la primera muestra una mayor sensibilidad a los errores de medición. Por lo que se realizaron variaciones a la constelación propuesta en el trabajo original de Bosch encontrándose los siguientes resultados:

1. El valor de la magnitud de F_{min} debe ser igual o mayor a 0.8.
2. Mientras la mayoría de los puntos estén en los cuadrantes superiores se obtendrá una sensibilidad mayor.
3. Al aumentar el número de puntos se aumenta la sensibilidad, pero también el número de puntos no debe ser mayor a 9.
4. R_n no depende de la variación de F_{min} ni de G_s .
5. Si se logra una reducción en F_{min} disminuye la sensibilidad en G_s .
6. Si se logra una reducción en G_s disminuye la sensibilidad en F_{min} .

Estos resultados demuestran que la aplicación de la técnica de extracción debe tener relación con el parámetro que se quiera probar. Al aplicar la técnica, para cada uno de los parámetros se encontrará la impedancia óptima que es la que logrará la mayor disminución de ruido presente, lo que permitirá una mejor calidad de datos, eliminando los errores ocasionados por la presencia de ruido. Evitando en algunos casos la mala recepción de ellos y la repetición de los mismos.

6.1 Difusión

Los resultados de este trabajo permitieron desarrollar la caracterización de los parámetros en función de las admitancias, que fue presentado en la Decimosexta Reunión de Otoño de Comunicaciones, Computación, Electrónica y Exposición Industrial ROC&C/2005, de la IEEE sección México

6.2 Recomendaciones

La tendencia cada vez mayor de desarrollar dispositivos cada vez más pequeños y con voltajes de alimentación bajos hace que se incremente la necesidad de estudiar el comportamiento de los dispositivos con respecto al ruido. Para el diseño de los receptores en los sistemas modernos de comunicación se requiere una figura de ruido menor.

Por lo que se recomienda lo siguiente:

- ❖ Se continúe con el estudio de los parámetros de extracción de ruido.
- ❖ Estudiar otras técnicas diferentes a la de impedancias múltiples.
- ❖ En la constelación de Bosch se cambie la distribución base formada por los 5 puntos iniciales.
- ❖ Partir de la obtención de las Figura de ruido óptima independiente del cálculo que realiza Lane.

Bibliografía

- [1] Maury Microwave Corporation. *Theory of Noise Measurement*. Application note 5C-042. Julio 1999.
- [2] Watkins-Johnson Company. *Measurement of GaAs FET Noise Parameters*. *Technics* notes, 1986.
- [3] Davidson, Andrew C., Leake Bernard W. and Srid Eric., *Accuracy Improvements in Microwave Noise Parameter Measurements*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 37, No. 12. pp. 1973-1978. December 1989.
- [4] *IRE Standards on Methods of Measuring Noise in Linear Two-Port*, Proc. IEEE. Vol. 48, pp. 60-68. January 1960
- [5] Escotte, Laurent., Plana Robert and Graffeuil Jacques. *Evaluation of Noise Parameter Extraction Methods*. IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques. Vol. 41. No. 3. pp. 382-387. March 1993.
- [6] *Bosch, Sven Van den., Martens Luc. Improved-Pattern Generation for Automatic Noise-Parameter Determination*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 46. No. 11. pp. 1673-1679. Noviembre 1998.
- [7] Hewlett-Packard, *Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements*. Application note 57-1, Palo Alto, CA, July 1983.
- [8] Ross, J. E. *Modern Digital Communications*. TAB Books. Primera edición. pp. 18. 1977.
- [9] Maya Sánchez María del Carmen. CICESE. *Estudio comparativo entre diferentes técnicas de extracción de los parámetros de ruido del TEC GaAs*. Tesis de maestría Noviembre 1997.
- [10] Kuhn, Nicholas J. *Curing A Subtle but Significant Cause of Noise Figure Error* Microwave Journal Magazine, June, 1984.

- [11] Chong, Elie., *Understand Noise-Figure Measurements*. Microwaves & RF. pp. 91-97. February 1994.
- [12] Sanderson, Jake., Kumar B. P. and Branner G. R., *Analysis of Noise Parameters Extraction from Noise Figure Measurements*. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques. pp. 377-380.
- [13] Hernández, B. Daniel., Rosas Patricia., Medina M. José Luis. *Parámetros Auxiliares en la Selección de la Constelación Óptima de Coeficientes de Reflexión en la Caracterización de los Parámetros de Ruido de Transistores de Microondas*. Octubre 2005.
- [14] Nakamura, Shoichiro. Traducción Escalona García Roberto. *Análisis Numérico y Visualización gráfica con MATLAB*. Prentice may. Hispanoamericana. 1997.
- [15] Hamidi, Emad., Abdipour A. and Arazm F., *Investigating the Effect of Iteration in Noise Parameter Extraction Algorithms at Microwave Frequencies* International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings. Pp. 864-866. 2002.
- [16] Bosch, Sven Van den., Martens Luc. *Experimental Verification of Pattern Selection for Noise Characterization*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 48. No. 1. pp. 156-158. January 2000.
- [17] Randa, J., *Simulations of noise-parameter uncertainties*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. TH3E-5. pp. 1845-1848. 2002.
- [18] Acciari, G. Giannini F. Limiti E. Saggio G. *Lowering the uncertainty in fast Noise Measurement Procedures*. Department of Electronic Engineering, University of Roma. pp. 531-534.