

Univesitat Politècnica de Catalunya

Escola Tècnica Superior d'Enginyers de Telecomunicació

Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions

# DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO EN BANDA MILIMETRICA

LLuís Pradell i Cara

Director: Dr. Eduardo Artal Latorre.

---

Tesis doctoral presentada a la  
Universitat Politècnica de Catalunya  
para la obtención del título de Doctor  
Ingeniero de Telecomunicación.

Barcelona, Octubre 1989.

---



*Als meus pares i germana*

*A l'Esperança*

*Pel seu afecte i comprensió*



Esta tesis ha sido posible gracias a los Trabajos de Investigación a que han dado origen los siguientes Contratos y Proyectos de Investigación, desarrollados en el Grupo A.M.R. (Antenas, Microondas, Radar) del Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones:

- *"Intensidad de lluvias y su efecto sobre la propagación de microondas de la baliza a 12/20/30 GHz emitida por el satélite L-Sat y estaciones terrenas"* . Proyecto de Investigación financiado por CAICYT (1985-1987).
- *"Desarrollo de los receptores de RF a 20/30 GHz para la estación TMS7"*. Contrato de Investigación con INISEL, para la Agencia Espacial Europea (ESA) (1986-1987).
- *"Amplificadores de pequeña señal con transistores MESFET para la banda de 27.5 a 29.5"*. Contrato de Investigación con Telefónica, de referencia U.P.C. TC/368 (1986-1988).
- *"Medida de parámetros S de transistores en la banda de 30 GHz"*. Contrato de Investigación con ENSA, de referencia U.P.C. TC/824 (1988-1989).
- *"Caracterización no lineal de transistores en banda Ka"*. Contrato de Investigación con ENSA, de referencia U.P.C. TC/825 (1988-1989).
- *"Outdoor unit for a CODE earth station"*. Contrato de Investigación con ENSA, para la Agencia Espacial Europea (ESA) (1989-1990).



## *AGRAIMENTS*

Vull agrair al meu director de tesi, Eduardo Artal, l'ajut professional i suport humà que m'ha prestat en tot moment, així com l'haver depositat en mí la seva confiança per a la realització del treballs que conformen aquesta tesi. El seu mètode de treball, que combina ordre i dedicació, sempre ha significat per a mi un exemple a seguir. La seva tasca investigadora m'ha encoratjat, en els moments difícils, a seguir endavant.

Un record especial voldria dirigir a l'Adolf Comerón, a qui agraeixo les seves útils indicacions i les valuoses estones de conversa en temes vinculats a la tesi.

Agraeixo també, molt especialment, al responsable del taller mecànic, Alfredo Cano, i als mestres de laboratori, Joaquim Giner i Josep M<sup>a</sup> Haro, la col.laboració prestada, plena d'útils consells, sense la qual, la realització d'aquesta tesi no hagués estat possible.

A tots els demés membres, actuals i passats, del Grup AMR, vull agrair l'entorn humà i professional amb que m'envoltaren continuament. Els seus consells i comprensió respecte a la meva labor han suposat un ajut imprescindible.

A tots, gràcies



## INDICE

INTRODUCCION	i-1
<b>CAPITULO I ESTUDIO DE ERRORES EN LA MEDIDA DE FACTOR DE RUIDO DE CUADRIPOLOS LINEALES</b>	<b>I-1</b>
1.1 INTRODUCCION	I-1
1.2 ANALISIS DE LA MEDIDA EN CONDICIONES IDEALES	I-3
1.3 ANALISIS DE LA MEDIDA EN CONDICIONES REALES	I-8
1.3.1 Expresiones generales para los valores indicados por el medidor en medidas no corregidas	I-10
1.3.2 Expresiones generales para los valores indicados por el medidor en medidas corregidas	I-13
1.3.3 Caso particular en que $T_c = T_o$	I-16
1.4 PROPUESTA DE UNA FORMULACION PARA LOS ERRORES COMETIDOS EN LA MEDIDA	I-17
1.4.1 Expresiones para los errores en medidas no corregidas	I-18
1.4.2 Expresiones para los errores en medidas corregidas	I-20
1.4.3 Utilización de aisladores en la medida	I-22
1.4.4 Aproximaciones para el caso de medida de un ABR	I-26
1.5 EJEMPLOS DE APLICACION	I-28
APENDICE I-1 DEFINICION DE SIMBOLOS	I-36

APENDICE I-2 APROXIMACION PARA EL CALCULO DE LOS LIMITES DE ERROR	I-38
<b>CAPITULO II MEDIDA DE LOS PARAMETROS DE RUIDO DE TRANSISTORES DE MICROONDAS</b>	<b>II-1</b>
2.1 INTRODUCCION	II-1
2.2 REVISION DE LOS METODOS DE MEDIDA EXISTENTES. PERSPECTIVA HISTORICA	II-3
2.3 PROPUESTA DE UN METODO DE MEDIDA QUE EVITE ALGUNAS DE LAS CAUSAS DE ERROR	II-11
2.3.1 Planteamiento del problema	II-11
2.3.2 Formulación de extracción del factor de ruido del dispositivo	II-13
2.4 FUNCIONES DE ERROR Y METODOS DE OPTIMIZACION	II-20
2.4.1 Introducción	II-20
2.4.2 Métodos propuestos	II-22
2.4.3 Simulaciones	II-26
2.5 RESULTADOS EXPERIMENTALES A 2 GHz	II-45
APENDICE II-1 DEFINICION DE SIMBOLOS EMPLEADOS EN LA FORMULACION DE EXTRACCION DEL FACTOR DE RUIDO A PARTIR DE MEDIDAS NO CORREGIDAS DE FACTOR DE RUIDO (APARTADO 2.3.2)	II-53
APENDICE II-2 FACTOR DE RUIDO Y TEMPERATURA DE RUIDO EQUIVALENTE DE UN CUADRIPOLO PASIVO	II-55

APENDICE II-3 DEMOSTRACION DE LA NULIDAD DE LOS COEFICIENTES B Y B' DEFINIDOS EN LAS EXPRESIONES (2.10) Y (2.17)	II-57
APENDICE II-4 DEFINICION DE SIMBOLOS EMPLEADOS EN LOS METODOS DE OPTIMIZACION DE LA FUNCION DE ERROR (APARTADO (2.4.2))	II-58
<b>CAPITULO III TECNICAS DE CALIBRACION DE ANALIZADORES DE REDES</b>	III-1
3.1 INTRODUCCION	III-1
3.2 MODELOS DE ERROR SISTEMATICO Y TECNICAS DE CALIBRACION (REVISION)	III-3
3.2.1 Reflectómetro de 4 accesos	III-3
3.2.2 Analizador de Redes Vectorial	III-8
3.2.3 Analizador de Redes basado en el reflectómetro de 6 accesos	III-12
3.3 TECNICA DE CALIBRACION TRL	III-16
3.3.1 Técnica TSD	III-17
3.3.2 Descripción de la técnica TRL	III-19
3.3.3 Consideraciones sobre el circuito equivalente que modela los errores sistemáticos en las medidas que utilizan la técnica de calibración TRL	III-28
APENDICE III-1 ECUACIONES DE CONVERSION ENTRE PARAMETROS S Y R	III-31
<b>CAPITULO IV ERRORES RESIDUALES DE CALIBRACION Y ERRORES DE MEDIDA UTILIZANDO TRL</b>	IV-1
4.1 INTRODUCCION	IV-1

4.2 PROPUESTA DE UNA FORMULACION PARA LOS ERRORES RESIDUALES DE CALIBRACION EN TRL	IV-1
4.2.1 Incertidumbre en el conocimiento de los patrones de calibración	IV-2
4.2.2 Repetibilidad	IV-15
4.3 PROPUESTA DE UNA FORMULACION PARA LOS ERRORES DE MEDIDA TECNICA DE CALIBRACION TRL	IV-31
4.3.1 Errores de medida de dispositivos de dos puertas mediante técnica TRL	IV-32
4.3.2 Utilización de grafos para el cálculo de los errores	IV-36
4.3.3 Error en la determinación de $\Gamma_r$ y $\Gamma$	IV-40
APENDICE IV-1 DEFINICION DE SIMBOLOS UTILIZADOS EN EL CAPITULO IV	IV-44
APENDICE IV-2 DEDUCCION DE LAS EXPRESIONES (4.102) Y (4.103) DEL APARTADO (4.2.2)	IV-47
CAPITULO V MEDIDAS DE LOS PARAMETROS S DE TRANSISTORES DE MICROONDAS	V-1
5.1 INTRODUCCION	V-1
5.2 REVISION DE LAS TECNICAS ACTUALES DE MEDIDA	V-3
5.3 DISEÑO DE TEST-FIXTURES PARA CALIBRACION TRL HASTA 40 GHz	V-9
5.3.1 Test Fixture para el margen 3-22 GHz. Descripción.	V-17
5.3.2 Test Fixture para el margen 3-40 GHz. Descripción.	V-21

5.4 MEDIDA DE LA REPETIBILIDAD DE LAS TRANSICIONES HASTA 40 GHz	V-31
5.4.1 Evaluación aproximada de la repetibilidad	V-33
5.4.2 Test Fixture para el margen 3-22 GHz. Medidas de repetibilidad	V-38
5.4.3 Test Fixture para el margen 1-40 GHz. Medidas de repetibilidad	V-50
5.5 MEDIDA DE LOS PARAMETROS S DE TRANSISTORES GaAs FET Y HEMT HASTA 40 GHz UTILIZANDO CALIBRACION TRL .	V-58
5.5.1 Test Fixture para el margen 3-22 GHz. Medidas de parámetros S	V-58
5.5.2 Test Fixture para el margen 1-40 GHz. Medidas de parámetros S	V-65
APENDICE V-1 RESULTADOS EXPERIMENTALES PARA LOS TRANSISTORES JS-8830-AS Y JS 8864-AS	V-72
CAPITULO VI ESTRUCTURAS PLANARES EN GUIA RECTANGULAR PARA AMPLIFICADORES DE BANDA MILIMETRICA	VI-1
6.1 INTRODUCCION	VI-1
6.2 CIRCUITOS EN PLANO E (REVISION)	VI-3
6.3 ESTRUCTURA EN PLANO E PARA UN AMPLIFICADOR FINLINE	VI-7
6.4 DISEÑO DE UNA TRANSICION FINLINE-CPW POR PUENTE DE HILO DE TERMOCOMPRESION	VI-19
6.5 RESULTADOS EXPERIMENTALES	VI-32

índice

**CONCLUSIONES**

C-1

**REFERENCIAS**

R-1

## INTRODUCCION

El rápido crecimiento de las telecomunicaciones a frecuencias de microondas y consiguiente ocupación y progresiva saturación del espectro electromagnético, ha provocado el desplazamiento de los diversos canales a zonas cada vez más elevadas en frecuencia. En la actualidad, las previsiones futuras de asignación para los diferentes servicios contemplan frecuencias de trabajo de hasta 300 GHz.

Desde el punto de vista tecnológico, en los últimos años se han venido dedicando grandes esfuerzos al desarrollo de dispositivos activos capaces de producir ganancias apreciables con bajos factores de ruido en la banda milimétrica (30 GHz - 300 GHz). Así, los transistores de efecto de campo que utilizan electrones de alta movilidad (HEMT ó TEGFET) fueron desarrollados en un pasado reciente, y de manera independiente, por diferentes firmas [DELAGEBEAUDEUF, 1982; ABE, 1982], con este objetivo, además de sus importantes aplicaciones en lógica de alta velocidad. Como consecuencia, en la actualidad están disponibles comercialmente transistores con factor de ruido de 1.2 dB y ganancia asociada de 9.5 dB, a 20 GHz (2.8 dB y 8 dB, respectivamente, a 30 GHz) [TOSHIBA, 1986].

Todo lo anterior ha permitido el desarrollo de amplificadores de estado sólido, de bajo ruido y ganancia relativamente elevada hasta frecuencias de 70 GHz [SHOLLEY, 1986]. Hasta el momento, y salvo contadas excepciones [L'ECUYER, 1986, 1989, en Referencias del Capítulo VII], el medio de transmisión empleado ha sido la línea microstrip (encapsulada), con algún tipo de transición (directa o indirecta) a guía rectangular a la entrada y a la salida. Otras estructuras planares tales como finline en sus diversas variantes, slotline y guía coplanar (CPW), no han sido aún exploradas como soporte potencial de los elementos activos con sus diferentes redes de adaptación y de polarización.

Conforme la frecuencia de trabajo ha ido aumentando, ha sido necesario un conocimiento más preciso de las características eléctricas de los transistores, en particular sus parámetros S y sus parámetros de ruido con el fin de poder acometer el diseño de los amplificadores con una adecuada confianza en sus características finales. En este aspecto son de gran ayuda las modernas herramientas software de diseño y optimización de circuitos de microondas [HEWLETT PACKARD, 1987; EESOF, 1988].

La medida de parámetros S de transistores en pequeña señal es una técnica bien conocida, ya se aplique a dispositivos encapsulados (mediante el uso de "test fixtures" [ROSS, 1987; COOKE, 1987, en Referencias del Capítulo V]), ó bien a dispositivos sin encapsular (chip), utilizando test fixtures ó directamente en "wafer" [CASCADE, abril 1988, en Referencias del Capítulo V]. La utilización de analizadores de redes con corrección automática de errores sistemáticos de medida (por calibración previa) ha facilitado enormemente esta labor [HEWLETT PACKARD, 1981, en Referencias Capítulos III y IV], y ha aumentado considerablemente la precisión de las medidas. Técnicas de calibración tales como "open-short-load" (OSL) y sus variantes son ampliamente utilizadas. Nuevas técnicas, tales como "thru-reflect-line" (TRL) [ENGEN, 1979, en Referencias Capítulos III y IV], están menos extendidas, principalmente por la carencia del software adecuado, aunque el advenimiento de los analizadores de redes totalmente automatizados ha permitido solucionar este último inconveniente [WILTRON, 1988; HEWLETT PACKARD, 1988, en Referencias Capítulos III y IV]. La técnica TRL ofrece indudables ventajas en medidas de parámetros S utilizando test fixtures en microstrip u otro tipo de línea planar, debido a la sencillez y menor criticidad de los estándares de calibración utilizados. Sin embargo, en general todavía no hay disponibles medidas directas de parámetros S a frecuencias superiores a 26,5 GHz, utilizando ésta u otras técnicas. Una única excepción, con parámetros al parecer medidos hasta 40 GHz, puede encontrarse en la referencia [OKI, 1988].

Desde que en 1960 el subcomité de ruido del IRE propuso el primer método de determinación de los 4 parámetros de ruido ( $F_{min}$ ,  $R_n$ ,  $\rho_{opt}$ ) de cuadripolos lineales [IRE, 1960, en Referencias del Capítulo II], las técnicas de obtención han evolucionado hacia métodos más cómodos y exactos basados en la minimización de una función de error cuadrática construida a partir de medidas del factor de ruido del dispositivo (transistor, en nuestro caso) para un número redundante (superior a 4) de coeficientes de reflexión de generador [MITAMA, 1979, en Referencias del Capítulo II]. Recientemente han aparecido los primeros sistemas comerciales en forma de estaciones de trabajo (dotadas del software adecuado) basadas en medidores de factor de ruido preexistentes [ATN, 1988, en Referencias del Capítulo II]. Un problema importante es la precisión obtenible en las medidas de factor de ruido con dichos medidores, que normalmente utilizan el método del factor "Y" y fuentes de ruido de estado sólido conmutadas. Este hecho es crítico cuando los factores de ruido a medir son pequeños (alrededor de 1 dB). En este

sentido es muy importante el disponer, por una parte, de una formulación general de los errores cometidos en función de las cantidades medidas, y, por otra, de un método de extracción de parámetros de ruido que evite algunos de los errores sistemáticos de las medidas. Estos dos últimos aspectos no han sido contemplados con anterioridad en la bibliografía.

La presente tesis doctoral pretende estudiar algunos factores que intervienen en el diseño de los amplificadores de estado sólido de bajo ruido en banda de frecuencias milimétricas. Específicamente, se tratan los problemas derivados de las medidas de parámetros S y parámetros de ruido de transistores GaAs FET y HEMT, desde un punto de vista teórico y experimental. En este sentido, en la parte experimental se propone, por una parte, un método de extracción de parámetros de ruido que evite algunos de los errores sistemáticos de medida, y por otra se diseñan "test fixtures" específicos para la medida por calibración TRL de parámetros S hasta 40 GHz. En la parte teórica se desarrolla el problema de los errores de medida en ambos casos. Estos temas constituyen el grueso de la Tesis (capítulos I al V). Por último, se aborda con algún detalle el problema del estudio de las líneas de transmisión planares en guía rectangular (finline, slotline y guía coplanar) como soporte de la estructura del amplificador (capítulo VI).

Se ha estructurado el trabajo en los siguientes capítulos:

- 1 - Estudio de errores en la de medida de factor de ruido de cuadripolos lineales.
- 2 - Medida de los parámetros de ruido de transistores de microondas.
- 3 - Técnicas de calibración de Analizadores de Redes.
- 4 - Errores residuales de calibración y errores de medida utilizando TRL
- 5 - Medida de los parámetros S de transistores de microondas.
- 6 - Estructuras planares en guía rectangular para amplificadores de banda milimétrica.

Cuando se acomete el diseño de un amplificador de bajo ruido, resulta de importancia capital el poder disponer de datos precisos sobre los parámetros S y de ruido de los transistores utilizados, en las condiciones de polarización escogidas, y para

las diferentes frecuencias de interés (entendiendo como tales, además de las de trabajo, todas las susceptibles de sostener algún tipo de oscilación). Los fabricantes suministran datos medidos, referidos a la media de un gran número de muestras, en general hasta frecuencias de 18 - 22 GHz. Por encima de 22 GHz se acostumbran a utilizar modelos circuitales para el transistor (incluyendo efectos parásitos debidos al encapsulado, ó a los hilos de conexión en el caso de transistores "chip"). Estos modelos son en ocasiones poco precisos porque están basados en medidas a frecuencias más bajas y, por tanto, constituyen una extrapolación, a la banda de interés, del comportamiento del dispositivo en bandas inferiores de frecuencia. Sin embargo, aun con estas limitaciones, es posible obtener diseños que se ajustan bastante bien a las características teóricas deseadas [SHOLLEY, 1986].

Las ventajas de poder disponer de sistemas de medida que hagan posible la caracterización del transistor, en parámetros S y de ruido son:

- Se obtienen parámetros del transistor individual, a diferencia de los del fabricante (valores medios).
- Pueden fijarse a voluntad las condiciones de polarización.
- Pueden obtenerse medidas en banda Ka (26,5 - 40 GHz) con tal de que se disponga del hardware y software adecuados.
- Pueden realizarse las medidas en las mismas condiciones de montaje que tendrá el transistor en el amplificador. Como tales se entienden líneas de transmisión (microstrip, finline), substratos, dimensiones mecánicas internas de la caja, e incluso, para transistores chip, longitudes de los hilos de soldadura por termocompresión.

En este contexto se ha desarrollado, por una parte, un sistema de medida de parámetros de ruido (Capítulos I y II), y, por otra, el hardware adecuado para la medida de parámetros S de transistores chip hasta 40 GHz (Capítulo III, IV y V). Por lo que respecta al primero, contempla los siguientes aspectos:

- 1<sup>a</sup> - Identificación y cuantificación de los errores en las medidas de factor de ruido, necesarias para la obtención de los parámetros.
- 2<sup>a</sup> - Propuesta de un método de medida de factor de ruido que

evite algunos de los errores sistemáticos. Se incluye aquí el desarrollo de una formulación para el cálculo del factor de ruido de dispositivos a partir de los valores sin corregir indicados por el medidor.

3<sup>a</sup> - Elección de métodos de optimización adecuados para, a partir de la función de error construida, extraer los 4 parámetros de ruido.

4<sup>a</sup> - Diseño del hardware de medida adecuado para transistores a 2 GHz, con especial énfasis en el estudio de las precisiones necesarias en las medidas.

El soporte en instrumental está constituido por un medidor de ruido de Hewlett-Packard tipo HP 8970B, controlable por ordenador externo HP 217, y que utiliza fuentes de ruido externas de estado sólido que cubren, en varios pasos, el margen de frecuencias 10 MHz - 40 GHz

En cuanto a la medida de parámetros S, se ha desarrollado el trabajo según el siguiente guión:

1<sup>a</sup> - Estudio teórico de la técnica de calibración TRL, incluyendo errores residuales.

2<sup>a</sup> - Estudio de los criterios de elección y posibles configuraciones de "test fixtures" para medida de parámetros S de transistores sin encapsular (chip) entre 1 y 40 CHz.

3<sup>a</sup> - Diseño de un "test fixture" en línea microstrip, que utilice calibración TRL, para el margen de frecuencias 3-22 GHz. Se incluye aquí el estudio y diseño de los patrones (standards), Thru, Reflect y Line necesarios.

4<sup>a</sup> - Diseño de un "test fixture" en línea microstrip, que utilice calibración TRL, para el margen de frecuencias 1-40 GHz. Se incluye aquí el estudio y diseño de los patrones Thru, Reflect y Line necesarios.

5<sup>a</sup> - En los puntos 2<sup>a</sup> y 3<sup>a</sup> anteriores, estudio de repetibilidad de

las medidas y de las conexiones. Discusión de los resultados y comparación con los datos (si los hay) y modelos suministrados por el fabricante.

El soporte instrumental es un analizador automático de redes HP 8510 B que utiliza el test set HP 8516 A. Este cubre el margen de frecuencias de 45 MHz a 40 GHz mediante conectores de 2,4 mm en sus test ports. Incorpora el software adecuado de calibración (OSL y TRL) y corrección en tiempo real de los errores sistemáticos de medida. También puede efectuar medidas en el dominio del tiempo, que puede ser de utilidad para aislar partes del circuito medio y efectuar medidas de repetibilidad. El analizador puede controlarse, asimismo, mediante el ordenador externo HP 217.

Los siguientes transistores han estado también disponibles para su caracterización: FSX02X, FSX03X de Fujitsu, JS8901-AS (HEMT), JS8830-AS y JS8864-AS de Toshiba.

Las conexiones de los transistores chip a los diversos circuitos se realizan mediante puentes de hilo de oro (diámetro entre 12 a 18 micras) soldados por técnica de termocompresión, para lo cual se dispone de la máquina de soldadura adecuada.

Mención especial merece el taller mecánico, especializado en la realización de prototipos (amplificadores, mezcladores, cajas de medida de tamaño normalizado ó especiales) para frecuencias milimétricas.

Por lo que respecta a las estructuras planares en guía rectangular (Capítulo VI), se realiza un estudio de alternativas y se diseña un primer prototipo de transición finline - guía coplanar (CPW) por medio de un puente por hilo de termocompresión. Este tipo de transición tiene una clara aplicación al diseño de amplificadores de bajo ruido en guía (sin ningún tipo de transición a microstrip). El capítulo se ha estructurado en en los siguientes puntos:

- 1º - Estudio comparativo de las diferentes líneas de transmisión planares usadas comunmente entre 20 y 40 GHz.
- 3º - Estudio de las posibles estructuras de amplificación integradas en una estructura planar en guía rectangular.
- 4º - Estudio y diseño de una transición finline - coplanar por puente de hilo de termocompresión.

Las principales ventajas de los amplificadores integrados en guía, sin ningún tipo de transición a microstrip, son la integrabilidad en los distintos tipos de circuitos de plano E, tales como mezcladores y filtros, y una mayor ganancia y menor factor de ruido debido a las bajas pérdidas de la línea finline y a la ausencia de transiciones guía- microstrip.

Finaliza la Tesis con unas conclusiones y posibles líneas futuras de investigación.



# CAPITULO I ESTUDIO DE ERRORES EN LA MEDIDA DE FACTOR DE RUIDO DE CUADRIPOLOS LINEALES

## 1.1 INTRODUCCION

El análisis de los errores cometidos en medidas de Factor de Ruido (Temperatura de Ruido) ha sido objeto de considerable estudio en la literatura, con particular incidencia en frecuencias de microondas. Durante los años 60 estuvo muy ligado a la medida de la temperatura de antena en recepción de señales débiles de Radioastronomía [BRADY, 1964], y también a la calibración de standards de medida (fuentes de ruido a temperatura equivalente fija) [WELLS, 1964; MILLER, 1964]. Debido a que era habitual la utilización de dos fuentes de ruido diferentes, una para cada una de las temperaturas de medida (denominadas, respectivamente, *alta* y *baja*, en alusión a su notable diferencia), el coeficiente de reflexión de fuente en cada caso no tenía por qué coincidir. Esta circunstancia origina uno de los errores más significativos en la medida, ó error por *desadaptación*. No es extraño, por tanto, que se haya dedicado un mayor esfuerzo al estudio de este tipo de errores [OTOSHI, 1968; MAMOLA, 1975; STRID, M.S.N., 1981; KHUN, 1984].

Con la aparición de las fuentes de ruido de estado sólido conmutables electrónicamente, y consiguiente mayor igualdad de los coeficientes de reflexión de fuente para cada estado, ha sido posible la aparición de sistemas comerciales, controlados por microprocesador, capaces de proporcionar unas cotas de error aceptables en las medidas [HEWLETT-PACKARD, HP 8970B, 1986]. Estos sistemas están provistos, además, de una calibración precisa del *ENR* (o *Excess Noise Ratio*; ver definición en el apéndice I-1) en función de la frecuencia y de una corrección del efecto de la segunda etapa, mediante el denominado proceso de *calibración*, todo lo cual redunda en una mejora substancial de la precisión.

Sin embargo, aun en los más modernos sistemas de medida, dotados de las mejoras citadas, subsisten algunas de las causas de error, que producen incertidumbre de medida. Esta es especialmente significativa cuanto menor es el factor de ruido ó mayor es el módulo del coeficiente de reflexión del dispositivo a medir. Actualmente no son infrecuentes, en Amplificadores de Bajo Ruido (ó *ABR's*) de microondas, factores del orden de 1 dB ó inferiores a frecuencias de hasta 5 - 8 GHz, y de 2 - 3 dB a frecuencias

de hasta 35 GHz [9]. Dado que las precisiones obtenibles con sistemas comerciales se sitúan, sin tener en cuenta errores por desadaptaciones, sobre 0.15 dB (valor cuadrático medio), se justifica la necesidad de ahondar en el estudio de las causas de error y en obtener una formulación de éste en unos términos útiles para el cálculo de sus cotas esperables. Si las causas son conocidas y cuantificables, puede intentarse optimizar el sistema de medida para disminuir sus efectos.

Otra aplicación del estudio de errores podemos encontrarla en la medida de *parámetros de ruido* de transistores de microondas, que es objeto de estudio en el segundo capítulo. En efecto, la extracción de éstos se efectúa normalmente a partir de la medida del *factor de ruido* del dispositivo (transistor en nuestro caso) para un número *redundante* (superior a 4) de coeficientes de reflexión de entrada. Ello comporta la necesidad de extremar la precisión de las medidas, tanto de factor de ruido, como de coeficientes de reflexión. Pueden citarse numerosas referencias en las que se describen sistemas de medida que tienen en cuenta los las posibles causas de error con el fin de, utilizando un software adecuado, aumentar la precisión en la extracción [POPIESZALSKI, 1986; CALANDRA, 1984; MARTINES, 1985].

En este capítulo se desarrolla una formulación que permite la identificación y cuantificación de las diversas fuentes de error en sistemas de medida de *factor de ruido* y *ganancia* que se basen en la utilización del *factor Y* (ver definición apéndice I-1). La teoría presentada está basada en unas expresiones que relacionan los factores de ruido y ganancias medidos con los parámetros del sistema en una situación *real* de medida [PRADELL, EuMC, 1988]. Supone, en realidad, una generalización de la contenida en [STRID, M.S.N., 1981] a todas las situaciones de medida. En particular, no es necesario suponer que se incluye un aislador a la entrada. Primero se definen las condiciones ideales de medida, para pasar a continuación a las expresiones mencionadas, que son aplicables en *calibración* y en "*medida*". A partir de éstas se obtienen otras para las cotas de error en cualquier situación de medida. Después se efectúan unas aproximaciones válidas para el caso particular, pero importante, en que el dispositivo es un *ABR*.

Por último se presentan dos ejemplos de aplicación, en los que, usando las fórmulas obtenidas, se calcula la incertidumbre en la medida de dos *ABR*'s: uno en *banda ka* (30

GHz) de ganancia media (sobre los 14 dB) y otro en *banda S* (2.6 GHz) de alta ganancia (alrededor de 30 dB). Se comentan los resultados experimentales en relación con el error debido a desadaptaciones entre fuente de ruido y dispositivo.

## 1.2 ANALISIS DE LA MEDIDA EN CONDICIONES IDEALES

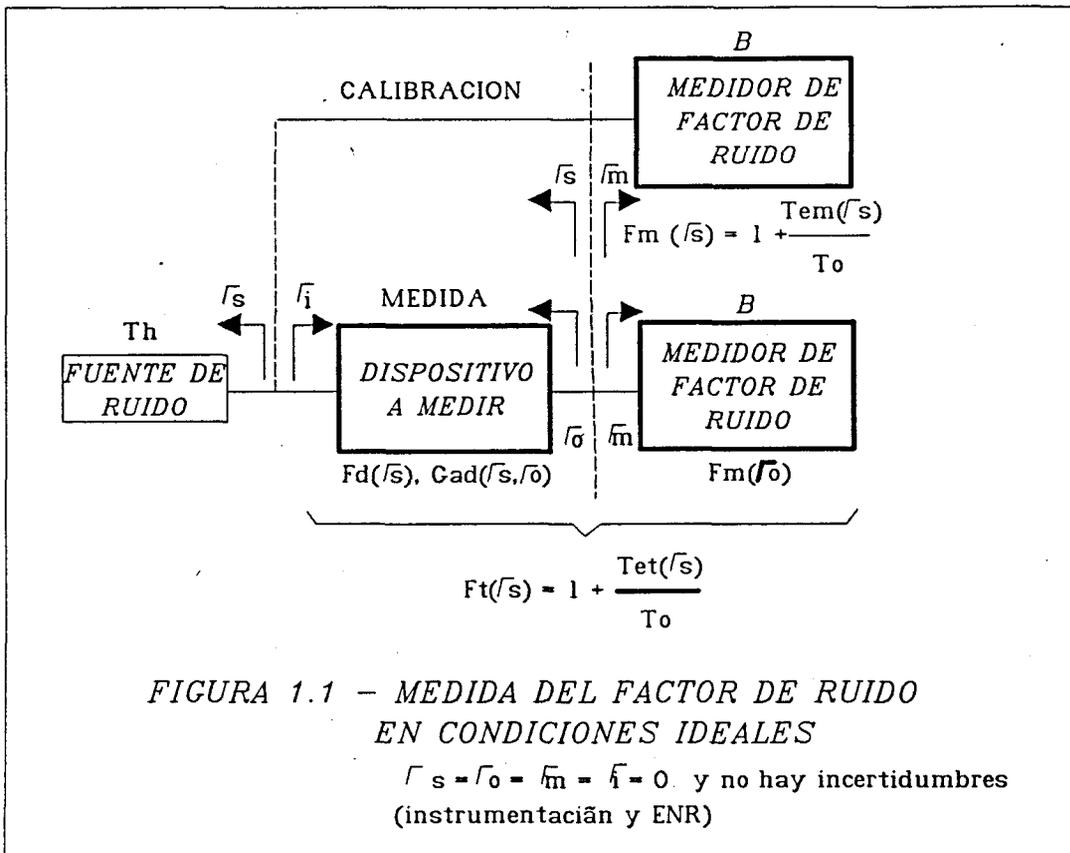
Entendemos por condiciones ideales de medida aquellas para las que el medidor no comete ningun error y, por tanto, el factor de ruido y la ganancia medidos coinciden con los del dispositivo. Evidentemente, esta situación nunca va a presentarse en la práctica puesto que, aun suponiendo coeficientes de reflexión cero en todos los planos de conexión del sistema de medida, siempre existirá incertidumbre asociada al hardware interno del medidor, como por ejemplo, falta de linealidad del detector de potencia, imprecisión de los atenuadores de F.I. internos, falta de resolución en el conversor A/D, y fluctuaciones (*jitter*) en la misma potencia de ruido que se quiere detectar. A esta denominada *incertidumbre de instrumentación* se añade otra en general más significativa, producida por la imprecisión en el conocimiento del *ENR* de la fuente de ruido.

Sin embargo, es conveniente definir esta situación ideal, puesto que nos va a permitir estimar el error cometido, al menos desde un punto de vista teórico, en una medida real. Así pues, las condiciones ideales son (ver figura (1.1) y apéndice I-1 para la definición de términos):

- 1 - No hay incertidumbre de instrumentación
- 2 - Todos los coeficientes de reflexión son cero (adaptados a la impedancia nominal)
- 3 - La fuente de ruido tiene una temperatura alta  $T_n$  perfectamente conocida

Si 1, 2 y 3 se satisfacen, entonces no es necesario especificar una cuarta condición, necesaria sólo en caso de que alguna de las tres anteriores no se cumpliera:

- 4 - El medidor es no ruidoso (no añade ruido a la cadena de medida)



En estas condiciones, las potencias de ruido recibidas por el medidor en situación de calibración (fuente de ruido conectada directamente a la entrada del medidor, sin insertar dispositivo) y en situación de medida (dispositivo insertado), para cada uno de los estados de la fuente (1 y 2, correspondientes a temperatura alta  $T_h$  y baja  $T_o$ , respectivamente) son:

$$\begin{aligned}
 N_{1c} &= k(T_c + T_{em})BG_{tm} \\
 N_{2c} &= k(T_h + T_{em})BG_{tm} \\
 N_1 &= k(T_c + T_{et})BG_{tt} \\
 N_2 &= k(T_h + T_{et})BG_{tt}
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

donde el subíndice  $m$  se refiere al medidor, y  $t$  a la cadena total de medida (dispositivo en cascada con el medidor). Obsérvese que en los símbolos de las ganancias y temperaturas de ruido no se indica de una manera explícita la dependencia con el coeficiente de reflexión de fuente  $\Gamma_s$ , puesto que éste es siempre cero por hipótesis de idealidad. Por

otra parte, al ser todos los coeficientes de reflexión cero, las ganancias de transducción coinciden con las disponibles (y también las de potencia), para cada elemento de la cadena de medida ó de calibración:

$$\begin{aligned} G_{tt} &= G_{at} \\ G_{tm} &= G_{am} \\ G_{td} &= G_{ad} \end{aligned} \quad (1.2)$$

donde el subíndice  $d$  se refiere al dispositivo. Ello implica en particular que la ganancia de transducción total es el producto de ganancias de transducción de medidor y dispositivo:

$$G_{tt} = G_{td} G_{tm} \quad (1.3)$$

Por lo tanto, la ganancia de transducción real del dispositivo, puede obtenerse como:

$$G_{td} = \frac{G_{tt}}{G_{tm}} \quad (1.4)$$

y, por aplicación de la fórmula de Friis tendremos, para la temperatura de ruido real del dispositivo:

$$T_{ed} = T_{et} - \frac{T_{em}}{G_{td}} \quad (1.5)$$

en donde se ha substituido la ganancia disponible del dispositivo por la de transducción (expresión (1.2)).

Obsérvese que las temperaturas de ruido efectivas  $T_e$  y las ganancias de transducción  $G_t$  para cada situación, que aparecen en (1.5), coinciden con las nominales que queremos medir. Llamaremos *nominales* a las ganancias o temperaturas de ruido de un dispositivo cuando sus condiciones de carga reales en la situación de medida (en ambas puertas) son aquellas para las que, efectivamente, queremos realizar la medida. En nuestro caso estas condiciones se reducen, para la temperatura equivalente de dispositivo y la ganancia disponible de dispositivo, a  $\Gamma_s = 0$ .

A continuación se consideran las operaciones matemáticas efectuadas por el instrumento. Éste calcula su propio factor de ruido  $F_m^{med}$  y el total  $F_t^{med}$  a partir de los factores  $Y$ , obtenidos a partir de las relaciones entre las potencias medidas para cada estado, en cada caso:

$$Y(cal) = \frac{N_{2c}}{N_{1c}} = \frac{kG_{tm}B(T_h + T_{em})}{kG_{tm}B(T_c + T_{em})} \quad (1.6)$$

$$Y = \frac{N_2}{N_1} = \frac{kG_{tm}B(T_h + T_{em})}{kG_{tm}B(T_c + T_{em})}$$

mediante las expresiones [HEWLETT-PACKARD, AN-57, 198]

$$T_{em}^{med} = \frac{T_h - Y(cal)T_c}{Y(cal) - 1} \quad (1.7)$$

$$T_{et}^{med} = \frac{T_h - YT_c}{Y - 1}$$

Los factores de ruido se obtienen de las temperaturas a partir de las identidades

$$F_m^{med} = 1 + \frac{T_{em}^{med}}{T_o} \quad (1.8)$$

$$F_t^{med} = 1 + \frac{T_{et}^{med}}{T_o}$$

Substituyendo las expresiones (1.6), para los factores  $Y$  medidos, en (1.7), resulta:

$$T_{em}^{med} = T_{em} \quad (1.9)$$

$$T_{et}^{med} = T_{et}$$

que, substituidas a su vez en (1.8), resulta en

$$F_m^{med} = F_m \quad (1.10)$$

$$F_t^{med} = F_t$$

En definitiva, y tal como se desprende de (1.10), el medidor no estará cometiendo ningún error en las medidas de factor de ruido (o temperatura de ruido) propio ( $F_m^{med}$ ,  $T_{em}^{med}$ ) (en situación de calibración), y total ( $F_t^{med}$ ,  $T_{et}^{med}$ ) (en situación de "medida"). Estas medidas se denominan, en la literatura específica de medidores de factor de ruido,

*medidas no corregidas* porque el instrumento no está aplicando sus algoritmos internos de corrección de su propia contribución al ruido total de la cadena (aplicación de la fórmula de Friis). Así pues vemos que, en esta situación ideal, el medidor no comete errores en sus medidas no corregidas.

La ganancia del dispositivo es calculada por el instrumento a partir de la expresión [HEWLETT-PACKARD, AN-57, 198]

$$G_d^{med} = \frac{N_2 - N_1}{N_{2c} - N_{1c}} \quad (1.11)$$

Substituyendo ahora las ecuaciones (1.1), para las potencias medidas, en (1.11), resulta:

$$G_d^{med} = G_{td} = G_{ad} \quad (1.12)$$

Esta igualdad nos está indicando que el medidor no comete errores en la determinación de la ganancia del dispositivo, siempre bajo las condiciones de idealidad inicialmente impuestas.

Por último, el medidor aplica la fórmula de Friis para deducir el factor de ruido (o temperatura de ruido) del dispositivo, en la siguiente forma [HEWLETT-PACKARD, AN-57, 198]:

$$T_{ed}^{med} = T_t^{med} - \frac{T_m^{med}}{G_d^{med}} \quad (1.13)$$

ó bien

$$F_d^{med} = F_{et}^{med} - \frac{F_m^{med} - 1}{G_d^{med}} \quad (1.14)$$

con lo cual, a la vista de la igualdad (1.14), tampoco está cometiendo error en la medida del factor de ruido (temperatura de ruido) del dispositivo:

$$\begin{aligned} T_{ed}^{med} &= T_{ed} \\ F_d^{med} &= F_d \end{aligned} \quad (1.15)$$

Las medidas  $F_d^{med}$  (ó  $T_{ot}^{med}$ ) y  $G_d^{med}$  se denominan, en la literatura específica de medidores de factor de ruido, *medidas corregidas* porque el instrumento está aplicando sus algoritmos internos de corrección de su propia contribución al ruido total de la cadena (aplicación de la fórmula de Friis). Así pues vemos que, en esta situación ideal, el medidor no comete errores en sus medidas corregidas.

### 1.3 ANALISIS DE LA MEDIDA EN CONDICIONES REALES

En la práctica, las medidas de factor de ruido (y ganancia, utilizando un medidor de ruido) no cumplen las condiciones ideales expuestas en el apartado 1.2, aunque también es cierto que en numerosas ocasiones pueden aproximarse bastante, ya sea porque el factor de ruido que se quiere medir es mucho mayor que la incertidumbre que proporciona el sistema, ó bien, aun midiendo factores de ruido pequeños, los módulos de los coeficientes de reflexión son lo suficientemente bajos como para que los errores por desadaptación producidos estén muy por debajo de los valores medidos.

Sin embargo, la situación habitual en medidas de microondas, especialmente cuando el dispositivo es un amplificador de bajo ruido, se aleja de la idealidad, por alguna de las siguientes razones:

- 1 - La incertidumbre de instrumentación representa una fracción apreciable del factor de ruido del dispositivo medido.
- 2 - Los módulos de los coeficientes de reflexión de entrada o salida de los diversos elementos de la cadena de medida son lo bastante grandes como para producir errores por desadaptación apreciables respecto al factor de ruido medido.
- 3 - Los elementos introducidos para mejorar las condiciones de adaptación (por ejemplo, *aisladores* ó *circuladores*) no están bien caracterizados.
- 4 - Existen fluctuaciones en el tiempo, durante el proceso de calibración y/o medida, que producen resultados erróneos en las operaciones matemáticas que efectúa el medidor.

Específicamente, las causas de no idealidad de la medida son:

1 - La impedancia de fuente no es la nominal. Además, cambia entre los estados *frío* y *caliente* de la fuente. Ello provoca que las temperaturas equivalentes de ruido (o factores de ruido) y las ganancias cambien entre ambos estados.

2 - Los coeficientes de reflexión de entrada y salida de los diversos elementos de la cadena de medida son distintos de cero.

3 - Existe incertidumbre en el conocimiento de la temperatura de fuente alta  $T_n$ . Su valor real lo denominaremos  $T_{nr}$ . Esta causa es equivalente a considerar que existe incertidumbre de *ENR*.

4 - Existe incertidumbre de instrumentación.

Si ocurre cualquiera de las causas 1 a 4, entonces debe añadirse una quinta causa de error:

5 - El medidor es ruidoso (contribuye al ruido total de la cadena de medida).

En este apartado se obtendrán las expresiones generales de los factores de ruido medidos  $F_m^{med}$ ,  $F_i^{med}$ ,  $F_d^{med}$ , y la ganancia de dispositivo medida  $G_d^{med}$  (similares a las (1.10), (1.12) y (1.15) del apartado anterior, correspondientes a condiciones ideales) para la situación real de medida, en función de los diversos parámetros del sistema (tales como los diversos coeficientes de desadaptación y temperaturas equivalentes de ruido de fuente). En la derivación se omitirá por el momento la incertidumbre de instrumentación, que será añadida en el próximo apartado 1.4, en el cual se obtienen las expresiones generales del error cometido por el medidor, como un error que se superpone para cada medida efectuada. Es conveniente dividir la derivación de estas expresiones en tres subapartados, que contemplan, respectivamente, las *medidas no corregidas* y las *medidas corregidas* por el medidor, según la definición de las mismas expresada al final del apartado anterior, y el caso particular en que la temperatura *fría*  $T_c$  coincide con la de referencia,  $T_o$ .

### 1.3.1 Expresiones generales para los valores indicados por el medidor en medidas no corregidas.

En estas nuevas condiciones (1 a 5 anteriores), las potencias de ruido recibidas por el medidor en situación de calibración (fuente de ruido conectada directamente a la entrada del medidor, sin insertar dispositivo) y en situación de medida (dispositivo insertado), para cada uno de los estados de la fuente (1 y 2, correspondientes a temperatura alta  $T_h$  y baja  $T_c$  respectivamente) son ahora (ver apéndice I-1 para la definición de términos):

$$\begin{aligned}
 N_{1c} &= k(T_c + T_{am}(\Gamma_{sc}))BG_{tm}(\Gamma_{sc}) \\
 N_{2c} &= k(T_{hr} + T_{am}(\Gamma_{sh}))BG_{tm}(\Gamma_{sh}) \\
 N_1 &= k(T_c + T_{at}(\Gamma_{sc}))BG_{tt}(\Gamma_{sc}) \\
 N_2 &= k(T_{hr} + T_{at}(\Gamma_{sh}))BG_{tt}(\Gamma_{sh})
 \end{aligned}
 \tag{1.16}$$

En las ganancias de transducción de las expresiones anteriores aparece de manera explícita la dependencia con el coeficiente de reflexión de fuente para cada estado. Como veremos, ésta puede ser una causa importante de error de medida y es independiente de la variación del factor de ruido con el coeficiente de reflexión de fuente. Los factores  $Y$  medidos por el instrumento serán, pues, en cada caso:

$$\begin{aligned}
 Y(cal) &= \frac{G_{tm}(\Gamma_{sh})(T_{hr} + T_{am}(\Gamma_{sh}))}{G_{tm}(\Gamma_{sc})(T_c + T_{am}(\Gamma_{sc}))} \\
 Y &= \frac{G_{tt}(\Gamma_{sh})(T_{hr} + T_{at}(\Gamma_{sh}))}{G_{tt}(\Gamma_{sc})(T_c + T_{at}(\Gamma_{sc}))}
 \end{aligned}
 \tag{1.17}$$

Las ganancias de transducción pueden expresarse como el producto de un término de ganancia independiente del coeficiente de reflexión de fuente (ganancia de potencia,  $G_p$ ) y un coeficiente de desadaptación de entrada  $M$  dependiente del coeficiente de reflexión de fuente y del coeficiente de reflexión de entrada ( $\Gamma_m$  en calibración y  $\Gamma_i$  en medida, véase figura (1.2)):

$$\begin{aligned}
 G_{tm}(\Gamma_{sc}) &= G_{pm}M_{mc} \\
 G_{tm}(\Gamma_{sh}) &= G_{pm}M_{mh} \\
 G_{tt}(\Gamma_{sc}) &= G_{pt}M_c \\
 G_{tt}(\Gamma_{sh}) &= G_{pt}M_h
 \end{aligned}
 \tag{1.18}$$

donde

$$\begin{aligned}
 M_c &= f(\Gamma_{sc}, \Gamma_i) \\
 M_h &= f(\Gamma_{sh}, \Gamma_i) \\
 M_{mc} &= f(\Gamma_{sc}, \Gamma_m) \\
 M_{mh} &= f(\Gamma_{sh}, \Gamma_m)
 \end{aligned}
 \tag{1.19}$$

siendo

$$f(\Gamma_1, \Gamma_2) = \frac{(1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_1 \Gamma_2|^2}
 \tag{1.20}$$

Substituyendo (1.18) en (1.17), obtenemos para los factores  $Y$  y  $Y(cal)$ :

$$\begin{aligned}
 Y(cal) &= \frac{M_{mh}(T_{hr} + T_{em}(\Gamma_{sh}))}{M_{mc}(T_c + T_{em}(\Gamma_{sc}))} \\
 Y &= \frac{M_h(T_{hr} + T_{at}(\Gamma_{sh}))}{M_c(T_c + T_{at}(\Gamma_{sc}))}
 \end{aligned}
 \tag{1.21}$$

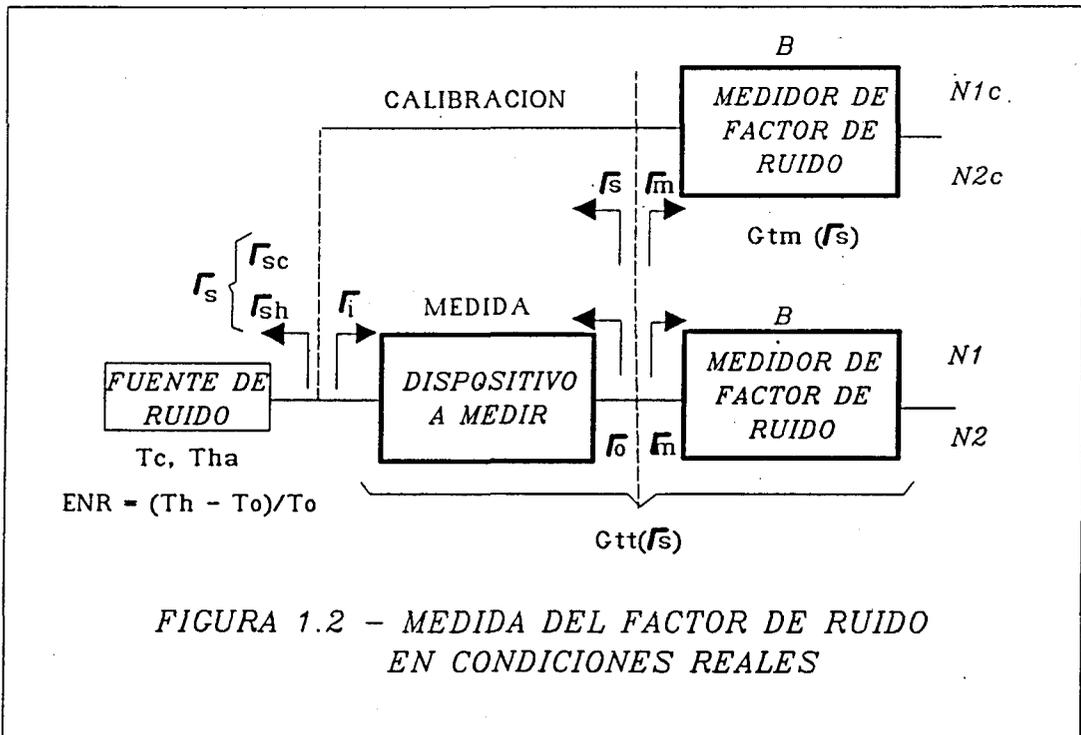


FIGURA 1.2 - MEDIDA DEL FACTOR DE RUIDO EN CONDICIONES REALES

Obsérvese, comparando con (1.6), que los factores  $Y$  y  $Y(cal)$  dependen ahora de la relación entre los coeficientes de desadaptación y de las temperaturas de ruido para *los dos estados* de la fuente. Así pues, en general, no será posible (a menos que conociéramos perfectamente el comportamiento en ruido del medidor y del dispositivo, es decir sus *parámetros de ruido*, con lo cual, evidentemente, no tendría sentido esta medida de *factor de ruido*), obtener, a partir de nuestras medidas, el factor de ruido (ó temperatura de ruido) nominal ( $F(\Gamma_s = 0)$  ó  $T_o(\Gamma_s = 0)$ ). Tampoco podremos obtener los  $F(\Gamma_{sc})$  ni  $F(\Gamma_{sh})$  (ó  $T_o(\Gamma_{sc})$ ,  $T_o(\Gamma_{sh})$ ) puesto que aparecen en forma de 4 incógnitas en las ecuaciones (1.21).

Substituyendo (1.7) en (1.8) (operaciones efectuadas por el medidor) se obtiene, para los factores de ruido medidos en calibración y en "medida":

$$F_m^{med} = \frac{Y(cal) \left(1 - \frac{T_c}{T_o}\right) + \left(\frac{T_h}{T_o} - 1\right)}{Y(cal) - 1}$$

$$F_t^{med} = \frac{Y \left(1 - \frac{T_c}{T_o}\right) + \left(\frac{T_h}{T_o} - 1\right)}{Y - 1} \quad (1.22)$$

De esta manera, las expresiones de los factores de ruido medidos en función de los diversos parámetros del sistema pueden ya obtenerse mediante substitución de las de los factores  $Y$  y  $Y(cal)$ , (1.21), en (1.22). Como, en general, trabajaremos más frecuentemente con el factor de ruido que con la temperatura de ruido, nos interesa substituir previamente en (1.21) las siguientes identidades para las temperaturas en función de los factores:

$$T_{om}(\Gamma_{sc}) = T_o(F_m(\Gamma_{sc}) - 1)$$

$$T_{om}(\Gamma_{sh}) = T_o(F_m(\Gamma_{sh}) - 1)$$

$$T_{ot}(\Gamma_{sc}) = T_o(F_t(\Gamma_{sc}) - 1)$$

$$T_{ot}(\Gamma_{sh}) = T_o(F_t(\Gamma_{sh}) - 1) \quad (1.23)$$

para obtener, finalmente

$$F_m^{med} = \frac{T_o(F_m(\Gamma_{sc})M_{mc}(T_h - T_o) + F_m(\Gamma_{sh})M_{mh}(T_o - T_c))}{T_o[M_{mh}(T_{hr} - T_o) - M_{mc}(T_c - T_o) + T_o(M_{mh}F_m(\Gamma_{sh}) - M_{mc}F_m(\Gamma_{sc}))]} +$$

$$+ \frac{(M_{mh}(T_{hr} - T_o) - M_{mc}(T_h - T_o))(T_o - T_c)}{T_o[M_{mh}(T_{hr} - T_o) - M_{mc}(T_c - T_o) + T_o(M_{mh}F_m(\Gamma_{sh}) - M_{mc}F_m(\Gamma_{sc}))]}$$

$$F_t^{med} = \frac{T_o(F_t(\Gamma_{sc})M_c(T_h - T_o) + F_t(\Gamma_{sh})M_h(T_o - T_c))}{T_o[M_h(T_{hr} - T_o) - M_c(T_c - T_o) + T_o(M_h F_t(\Gamma_{sh}) - M_{mc} F_t(\Gamma_{sc}))]} + \frac{(M_h(T_{hr} - T_o) - M_c(T_h - T_o))(T_o - T_c)}{T_o[M_h(T_{hr} - T_o) - M_c(T_c - T_o) + T_o(M_h F_t(\Gamma_{sh}) - M_{mc} F_t(\Gamma_{sc}))]} \quad (1.24)$$

Las expresiones (1.24) proporcionan los factores de ruido que el medidor nos indica, incluyendo todos los errores posibles de medida (excepto la *incertidumbre de instrumentación*, que, como se indicó anteriormente, será considerada aparte más adelante). Obsérvese que se reducen a las identidades (1.10) cuando se cumplen las condiciones ideales (todos los coeficientes de reflexión son cero y no hay incertidumbre de ENR, es decir,  $T_{hr} = T_h$ ). Recuérdese que, en este caso,  $F_m(\Gamma_{sh}) = F_m(\Gamma_{sc}) = F_m$  y  $F_t(\Gamma_{sh}) = F_t(\Gamma_{sc}) = F_b$ , y todos los coeficientes de desadaptación,  $M$ ,  $M_m$  son 1.

Tal como se comentaba en el apartado anterior, los valores  $F_m^{med}$  y  $F_t^{med}$  son en realidad las *medidas no corregidas* del instrumento. Así, (1.24) constituyen, pues, las expresiones generales para las medidas no corregidas en condiciones no ideales.

### 1.3.2 Expresiones generales para los valores indicados por el medidor en medidas corregidas.

Hemos visto al principio del apartado 1.3 que la contribución del ruido del propio medidor es otro motivo de no idealidad, siempre que concurra alguna otra causa, debido a la aplicación de los algoritmos internos de corrección del medidor. Debe entenderse que la incorrección no está en los propios algoritmos (fórmula de Friis), sino en la aplicación de términos incorrectos en éstos. En efecto, examinando (1.14), vemos que  $F_d^{med}$  estará erróneamente calculado si los términos de la derecha de la igualdad son incorrectos (es decir, diferentes de los reales en la situación de medida). Antes de pasar a la derivación de la expresión para  $F_d^{med}$  sin embargo, es necesario obtener la correspondiente a  $G_d^{med}$ , que también aparece en (1.14), y que por otra parte, tiene utilidad en sí misma porque corresponde a una de las medidas proporcionadas por el instrumento, la ganancia del dispositivo.

Para ello empezaremos desarrollando las ganancias de transducción como producto de ganancias de potencia (no dependientes de los coeficientes de reflexión de fuente) y de coeficientes de desadaptación  $M$ , dependientes del coeficiente de reflexión de

fente y del coeficiente de reflexión de entrada, tal como hacíamos para la derivación de los factores de ruido medidos (ver expresiones (1.18)). Interesa, en particular descomponer la ganancia de potencia total,  $G_{pt}$  como

$$G_{pt} = G_{pd} G_{pm} \quad (1.25)$$

con lo cual las ecuaciones (1.18) quedan:

$$\begin{aligned} G_{tm}(\Gamma_{sc}) &= G_{pm} M_{mc} \\ G_{tm}(\Gamma_{sh}) &= G_{pm} M_{mh} \\ G_{tt}(\Gamma_{sc}) &= G_{pd} G_{pm} M_c \\ G_{tt}(\Gamma_{sh}) &= G_{pd} G_{pm} M_h \end{aligned} \quad (1.26)$$

Substituyendo (1.26) en las expresiones de las potencias medidas (1.16), y éstas, a su vez, en (1.11), expresión de la ganancia de dispositivo calculada por el instrumento, se obtiene:

$$G_d^{med} = \frac{(T_{hr} + T_{ei}(\Gamma_{sh}))M_h - (T_c + T_{et}(\Gamma_{sc}))M_c}{(T_{hr} + T_{em}(\Gamma_{sh}))M_{mh} - (T_c + T_{em}(\Gamma_{sc}))M_{mc}} G_{pd} \quad (1.27)$$

La ganancia de potencia del dispositivo  $G_{pd}$ , puede ponerse en función de la *ganancia disponible de dispositivo en condiciones nominales*  $G_{ad}(0)$ , tal y como fueron definidas en el apartado anterior, a diferencia de lo que sucedía con los factores de ruido  $F_m(\Gamma_{sc}), F_m(\Gamma_{sh}), F_t(\Gamma_{sc}), F_t(\Gamma_{sh})$  en (1.24) con respecto a sus valores en condiciones nominales. Para ello es conveniente introducir el factor de desadaptación de salida del dispositivo insertado, para condiciones nominales a la entrada,  $\Gamma_s = 0$  (lo cual implica que el coeficiente de reflexión de salida del dispositivo  $\Gamma_o$  coincide con el parámetro  $S_{22}$  del dispositivo, que denominaremos  $S_{22}^d$ ),  $N_o$  y el factor de desadaptación de entrada para condiciones nominales a la entrada ( $\Gamma_s = 0$ ) con el dispositivo insertado,  $M_o$ , definidos como:

$$\begin{aligned} N_o &= f(S_{22}^d, \Gamma_m) \\ M_o &= f(0, \Gamma_i) \end{aligned} \quad (1.28)$$

,donde  $f$  se define en (1.20), se obtiene para  $G_{pd}$ :

$$G_{pd} = \frac{N_o}{M_o} G_{ad}(0) \quad (1.29)$$

Como, en general, trabajaremos más frecuentemente con el factor de ruido que con la temperatura de ruido, nos interesa substituir en (1.27) las identidades (1.23) de las temperaturas en función de los factores. Substituyendo además (1.29) en (1.27), obtenemos la expresión general:

$$G_d^{med} = \frac{(T_{hr} - T_o)M_h - (T_c - T_o)M_c + T_o(M_h F_t(\Gamma_{sh}) - M_c F_t(\Gamma_{sc}))}{(T_{hr} - T_o)M_{mh} - (T_c - T_o)M_{mc} + T_o(M_{mh} F_m(\Gamma_{sh}) - M_{mc} F_m(\Gamma_{sc}))} \frac{N_o}{M_o} G_{ad}(0) \quad (1.30)$$

La expresión (1.30) proporciona la ganancia del dispositivo indicada por el medidor, incluyendo todos los errores posibles de medida (excepto la *incertidumbre de instrumentación*, que, como se indicó anteriormente, será considerada aparte más adelante). Obsérvese que se reduce a la identidad (1.12), cuando se cumplen las condiciones ideales (todos los coeficientes de reflexión son cero y no hay incertidumbre de ENR, es decir,  $T_{hr} = T_h$ ). Recuérdese que, en este caso,  $F_m(\Gamma_{sh}) = F_m(\Gamma_{sc}) = F_m$ ,  $F_t(\Gamma_{sh}) = F_t(\Gamma_{sc}) = F_h$ , y todos los coeficientes de desadaptación,  $M$ ,  $M_m$  y  $N$  son 1.

Ahora estamos ya en condiciones de obtener la expresión general para el factor de ruido de dispositivo medido por el instrumento,  $F_d^{med}$ . Utilizando la ecuación (1.14), correspondiente a las operaciones efectuadas por éste (fórmula de Friis) a partir de los valores de factores de ruido total y propio (factores *no corregidos*), y de la ganancia de dispositivo medidos, y las expresiones correspondientes, (1.24) y (1.30), obtenidas en nuestras derivaciones, se deduce finalmente:

$$F_d^{med} = \frac{T_o(F_t(\Gamma_{sc})M_c(T_h - T_o) + F_t(\Gamma_{sh})M_h(T_o - T_c))}{T_o[M_h(T_{hr} - T_o) - M_c(T_c - T_o) + T_o(M_h F_t(\Gamma_{sh}) - M_c F_t(\Gamma_{sc}))]} + \frac{(M_h(T_{hr} - T_o) - M_c(T_h - T_o))(T_o - T_c)}{T_o[M_h(T_{hr} - T_o) - M_c(T_c - T_o) + T_o(M_h F_t(\Gamma_{sh}) - M_c F_t(\Gamma_{sc}))]} + \frac{T_o(M_{mh} F_m(\Gamma_{sh})T_c - M_{mc} F_m(\Gamma_{sc})T_h) + M_{mh}(T_{hr} - T_o)T_c + M_{mc}(T_o - T_c)T_h}{T_o[M_h(T_{hr} - T_o) - M_c(T_c - T_o) + T_o(M_h F_t(\Gamma_{sh}) - M_c F_t(\Gamma_{sc}))]} \cdot \frac{M_o}{N_o G_{ad}(0)} \quad (1.31)$$

La expresión (1.31) proporciona el factor de ruido del dispositivo indicado por el medidor, incluyendo todos los errores posibles de medida (excepto la *incertidumbre de instrumentación*, que, como se indicó anteriormente, será considerada aparte más adelante). Obsérvese que se reduce a la identidad (1.15), cuando se cumplen las

condiciones ideales (todos los coeficientes de reflexión son cero y no hay incertidumbre de ENR, es decir,  $T_{hr} = T_h$ ). Recuérdese que, en este caso,  $F_m(\Gamma_{sh}) = F_m(\Gamma_{sc}) = F_m$ ,  $F_t(\Gamma_{sh}) = F_t(\Gamma_{sc}) = F_t$ , y todos los coeficientes de desadaptación,  $M$ ,  $M_m$  y  $N$  son 1.

Tal como se comentaba en el apartado anterior, los valores  $G_d^{med}$  y  $F_d^{med}$  son, en realidad las *medidas corregidas* del instrumento. Así, (1.30) y (1.31) constituyen, pues, las expresiones generales para las medidas corregidas en condiciones no ideales.

### 1.3.3 Caso particular en que $T_c = T_o$

Es útil particularizar las expresiones generales anteriores ((1.24), (1.30) y (1.31)) de los factores de ruido y ganancia medidos expresiones para el caso en que se cumpla que  $T_c = T_o$  por tres razones:

- 1 - Las expresiones se simplifican considerablemente
- 2 - La condición expresada es fácil de hacer cumplir debido a que el medidor admite que se le indique con precisión la posible variación de la temperatura *fría* (que, en medidas que utilicen fuentes de ruido de estado sólido, coincide con la temperatura ambiente) respecto a la que asume por defecto.
- 2 - No se pierde generalidad en el tratamiento de los errores.

Substituyendo  $T_c$  por  $T_o$  en (1.24), (1.30) y (1.31), se obtienen las expresiones particularizadas de los factores de ruido y ganancia del dispositivo medidos por el instrumento:

$$\begin{aligned}
 F_m^{med} &= \frac{F_m(\Gamma_{sc})M_{mc}(T_h - T_o)}{M_{mh}(T_{hr} - T_o) + T_o(M_{mh}F_m(\Gamma_{sh}) - M_{mc}F_m(\Gamma_{sc}))} \\
 F_t^{med} &= \frac{F_t(\Gamma_{sc})M_{mc}(T_h - T_o)}{M_h(T_{hr} - T_o) + T_o(M_hF_t(\Gamma_{sh}) - M_cF_t(\Gamma_{sc}))} \\
 F_d^{med} &= \frac{F_t(\Gamma_{sc})M_c(T_h - T_o) + (M_{mh}F_m(\Gamma_{sh})T_o - M_{mc}F_m(\Gamma_{sc})T_h + M_{mh}(T_{hr} - T_o))\frac{M_o}{N_oG_{ad}(0)}}{M_h(T_{hr} - T_o) + T_o(M_hF_t(\Gamma_{sh}) - M_cF_t(\Gamma_{sc}))} \quad (1.32) \\
 G_d^{med} &= \frac{(T_{hr} - T_o)M_h + T_o(F_t(\Gamma_{sh})M_h - F_t(\Gamma_{sc})M_c)}{(T_{hr} - T_o)M_{mh} + T_o(M_{mh}F_m(\Gamma_{sh}) - M_{mc}F_m(\Gamma_{sc}))}\frac{N_o}{M_o}G_{ad}(0)
 \end{aligned}$$

Las expresiones (1.32) proporcionan los factores de ruido del medidor, del dispositivo y total, y la ganancia del dispositivo, indicados por el medidor, incluyendo todos los errores posibles de medida (excepto la *incertidumbre de instrumentación*, que, como se indicó anteriormente, será considerada aparte más adelante). Obsérvese que se reducen a las identidades (1.10), (1.15), y (1.12) cuando se cumplen las condiciones ideales (todos los coeficientes de reflexión son cero y no hay incertidumbre de ENR, es decir,  $T_{hr} = T_n$ ). Recuérdese que, en este caso,  $F_m(\Gamma_{sh}) = F_m(\Gamma_{sc}) = F_m$ ,  $F_t(\Gamma_{sh}) = F_t(\Gamma_{sc}) = F_b$  y todos los coeficientes de desadaptación,  $M$ ,  $M_m$  y  $N$  son 1. Así, (1.32) constituyen, pues, las expresiones generales para las medidas corregidas y no corregidas en condiciones no ideales. Recuérdese sin embargo que son válidas únicamente en el caso  $T_c = T_o$ .

En todo nuestro análisis posterior de errores vamos a suponer que se cumple la hipótesis simplificativa (aunque no menos general)  $T_c = T_o$  considerada en este apartado.

#### 1.4 PROPUESTA DE UNA FORMULACION PARA LOS ERRORES COMETIDOS EN LA MEDIDA

Ciñéndonos a partir de ahora al caso  $T_c = T_o$ , vamos a dedicar el presente apartado al estudio de los errores cometidos en las medidas de factor de ruido y ganancia (con corrección interna del medidor o sin ella), partiendo de las expresiones encontradas en el apartado anterior. Éstas (ecuaciones (1.32)) nos están indicando en realidad el modo en que las diferentes causas de error interaccionan para producir medidas incorrectas. Así, puede verse que, dependiendo del cuadripolo medido y de la disposición particular de la medida, uno ó varios errores pueden predominar sobre los demás. Por ejemplo (de (1.32)), la relación entre coeficientes de desadaptación para cada estado de la fuente ( $M_c$  y  $M_n$ ) puede ser muy importante en la medida de ABR's sin aislador a la entrada.

Estamos interesados en los *limites esperados* de los errores cometidos por el instrumento. Empezaremos considerando los errores en las *medidas no corregidas*, es decir las correspondientes a los factores de ruido *total y del medidor*. La importancia de éstas es doble. Por una parte, constituyen un paso previo al cálculo del factor de ruido del dispositivo, por lo cual su incertidumbre aparecerá como parte de la incertidumbre de éste. En segundo lugar, hay situaciones de medida en las que interesa

utilizar estos valores no corregidos de una manera independiente del resto. En el segundo capítulo se verá la aplicación al caso particular de medida de los parámetros de ruido de transistores de microondas. A continuación se considerará el error en *medidas corregidas*, es decir, las correspondientes al factor de ruido y ganancia del dispositivo.

Definimos el error cometido por el instrumento en las medidas de los factores de ruido o ganancia como la diferencia entre el valor indicado (medido) y el valor teórico, es decir el valor de los factores de ruido o ganancias *nominales*.

#### 1.4.1 Expresiones para los errores en medidas no corregidas.

En el caso de medidas no corregidas ( $F_m^{med}$  y  $F_t^{med}$ ), los errores correspondientes se expresan como los siguientes incrementos lineales:

$$\begin{aligned}\Delta F_t &= F_t^{med} - F_t(0) \\ \Delta F_m &= F_m^{med} - F_m(S_{22}^d)\end{aligned}\quad (1.33)$$

Si observamos las expresiones (1.32), vemos que en el denominador aparece un término diferencia entre los factores de ruido correspondientes a cada estado de la fuente de ruido multiplicados por los factores de desadaptación a la entrada. A éste término se suma otro en el que está la diferencia entre las temperatura caliente real  $T_{hr}$  y la de referencia  $T_o$  que, en la mayoría de casos prácticos ( $ENR \geq 5dB$ , es mucho mayor que el primero. Suponiendo que estemos siempre en este caso, se pueden realizar dos hipótesis simplificativas:

$$\begin{aligned}M_h(T_{hr} - T_o) &\gg T_o(M_h F_t(\Gamma_{sh}) - M_c F_t(\Gamma_{sc})) \\ M_{mh}(T_{hr} - T_o) &\gg T_o(M_{mh} F_m(\Gamma_{sh}) - M_{mc} F_m(\Gamma_{sc}))\end{aligned}\quad (1.34)$$

Si aplicamos estas aproximaciones en (1.32), obtenemos, después de substituir en (1.33), la siguiente expresión para los incrementos:

$$\begin{aligned}\Delta F_t &= \left( \frac{F_t(\Gamma_{sc}) M_c T_h - T_o}{F_t(0) M_h T_{hr} - T_o} - 1 \right) F_t(0) \\ \Delta F_m &= \left( \frac{F_m(\Gamma_{sc}) M_{mc} T_h - T_o}{F_m(S_{22}^d) M_{mh} T_{hr} - T_o} - 1 \right) F_m(S_{22}^d)\end{aligned}\quad (1.35)$$

Queremos ahora obtener una expresión del error en escala logarítmica (dB) puesto que es la más frecuentemente utilizada en medidas de factor de ruido y ganancia. Expresemos, para ello, el diferencial de una cantidad arbitraria  $x$  como

$$\delta x = x \frac{\ln 10}{10} \delta(10 \log x) \quad (1.36)$$

y tomemos incrementos en lugar de diferenciales, con lo cual tendremos

$$\Delta x = x \frac{\ln 10}{10} \Delta' x \quad (1.37)$$

en donde hemos expresado el incremento logarítmico  $\Delta(10 \log x)$  como  $\Delta' x$  por compacidad. Realizando ahora una nueva aproximación válida cuando los errores son pequeños, puede demostrarse (ver el apéndice I-2), que los límites del error cometido por el instrumento para las medidas no corregidas son (recuérdese que la  $'$  expresa incrementos logarítmicos):

$$\begin{aligned} \Delta' F_t &= \Delta' F_{tc} + \Delta' M_i + \Delta' ENR \\ \Delta' F_m &= \Delta' F_{mc} + \Delta' M_m + \Delta' ENR \end{aligned} \quad (1.38)$$

donde los incrementos en dB de la derecha de las igualdades (1.38) se definen como

$$\Delta' F_{tc} = 10 \log \frac{F_t(\Gamma_{sc})}{F_t(O)} \quad (1.39)$$

$$\Delta' F_{mc} = 10 \log \frac{F_m(\Gamma_{sc})}{F_m(S_{22}^d)} \quad (1.40)$$

$$\Delta' M_i = 10 \log \frac{M_c}{M_h} \quad (1.41)$$

$$\Delta' M_m = 10 \log \frac{M_{mc}}{M_{mh}} \quad (1.42)$$

$$\Delta' ENR = 10 \log \frac{T_h - T_o}{T_{hr} - T_o} \quad (1.43)$$

Las expresiones (1.39) a (1.43) muestran que las causas de error que afectan a las medidas no corregidas ( $F_m$  y  $F_t$ ), son tres. La primera es la relación entre el factor de ruido correspondiente al estado *frio* de la fuente ( $\Gamma_{sc}$ ) y el factor de ruido correspondiente

a las condiciones nominales ( $\Gamma_{sc} = 0$ ) ((1.39) y (1.40)). La segunda es la relación entre los factores de desadaptación para los estados *frío* y *caliente* de la fuente de ruido ((1.41) y (1.42)). La tercera es la incertidumbre en el conocimiento de la temperatura *caliente* de fuente (incertidumbre de *ENR*, (1.43)). Estos tres efectos deben sumarse, bien algebraicamente (es decir, como *caso peor* ecuación (1.38)), bien como *desviación típica* (raíz cuadrada del *valor cuadrático medio*), para proporcionar una estimación de la cota del error. La segunda manera es la que nos da una idea más realista de los límites esperables de error.

En este punto puede considerarse ya el error de instrumentación. Para cada una de las medidas no corregidas consideradas en este apartado, existirá incertidumbre producida por el hardware imperfecto del propio instrumento. Obsérvese que la causa de este nuevo error es independiente del proceso de medida en sí. Por lo tanto habrá que contabilizarlo como *añadido* al error obtenido hasta el momento, ya sea algebraicamente ó bien como desviación típica.

#### 1.4.2 Expresiones para los errores en medidas corregidas

En el caso de medidas corregidas ( $F_d^{med}$  y  $G_{ad}^{med}$ ), los errores correspondientes se expresan como los siguientes incrementos lineales:

$$\begin{aligned} \Delta G_d &= G_d^{med} - G_{ad}(0) \\ \Delta F_d &= F_d^{med} - F_d(0) \end{aligned} \quad (1.44)$$

Si en (1.44) efectuamos las mismas aproximaciones (1.34) que para las medidas corregidas, se obtiene, para el error en la ganancia del dispositivo:

$$\Delta G_{ad} = \left( \frac{M_h}{M_{mh}} \frac{N}{M_o} - 1 \right) G_{ad}(0) \quad (1.45)$$

Obsérvese que el error en la medida de ganancia sólo depende de la relación entre coeficientes de desadaptación, tanto en entrada como en salida. Por otra parte, para poder derivar el error en el factor de ruido del dispositivo, hemos de tener en cuenta que esta medida se obtiene matemáticamente (a través de la fórmula de Friis) a partir de tres medidas sucesivas, el factor de ruido del propio medidor, el factor de ruido

total (estas dos son las *no corregidas*, tal como se ha comentado anteriormente), y la ganancia del dispositivo (medida *corregida*). Ello implica que los errores en la medida de estos últimos se combinarán en alguna forma para proporcionar el error de medida de aquél. Debemos considerar, pues, la dependencia de su valor nominal  $F_d(0)$  con los valores nominales de los demás factores de ruido y ganancia,  $F_t(0)$ ,  $F_m(S_{22}^d)$  y  $G_{ad}(0)$  (fórmula de Friis) de la siguiente forma:

$$F_d(0) = F_t(0) - \frac{F_m(S_{22}^d) - 1}{G_{ad}(0)} \quad (1.46)$$

Tomando diferenciales en esta última ecuación, se obtiene:

$$\delta F_d = \delta F_t - \frac{1}{G_{ad}(0)} \delta F_m + \frac{F_m(S_{22}^d) - 1}{G_{ad}(0)} \delta G_{ad} \quad (1.47)$$

El correspondiente incremento logarítmico puede obtenerse, a su vez, siguiendo el mismo razonamiento que para las expresiones (1.38):

$$\Delta' F_d = \frac{F_t(0)}{F_d(0)} \Delta' F_t - \frac{F_m(S_{22}^d)}{G_{ad}(0)F_d(0)} \Delta' F_m + \frac{F_m(S_{22}^d) - 1}{G_{ad}(0)F_d(0)} \Delta' G_{ad} \quad (1.48)$$

En esta última expresión puede observarse que el error cometido en la determinación del factor de ruido del dispositivo (que es una medida corregida) depende de los errores cometidos en la determinación de los demás factores y de la ganancia (medidas corregidas y no corregidas). Substituyendo (1.38) en (1.48), nos queda:

$$\begin{aligned} \Delta' F_d = & \frac{F_t(0)}{F_d(0)} \Delta' F_t - \frac{F_m(S_{22}^d)}{G_{ad}(0)F_d(0)} \Delta' F_m + \frac{F_m(S_{22}^d) - 1}{G_{ad}(0)F_d(0)} \Delta' G_{ad} + \\ & + \left( \frac{F_t(0)}{F_d(0)} - \frac{F_m(S_{22}^d)}{G_{ad}(0)F_d(0)} \right) \Delta' ENR \end{aligned} \quad (1.49)$$

donde los incrementos logarítmicos  $\Delta''$  se definen como:

$$\Delta'' F_t = \Delta' F_{tc} + \Delta' M_t \quad (1.50)$$

La agrupación de términos de error que suponen las ecuaciones (1.49) y (1.50) no es arbitraria, puesto que en ellas se reúnen los errores por variación del factor de ruido total (ó del medidor), y por variación de los coeficientes  $M$  (ó  $M_m$ ), es decir, los errores

debidos a desadaptaciones (la contribución del error de ganancia también se debe a desadaptaciones, pero no puede considerarse aquí, puesto que se trata de una medida independiente). La interrelación entre ambas contribuciones es más evidente cuando se utilizan aisladores en la cadena de medida, tal como se verá en 1.4.3, en donde se discuten las expresiones de los errores de medida para este caso particular. Nótese, además, que en la ecuación (1.49) hemos agrupado en un término independiente del resto de errores el error en el conocimiento de la temperatura alta de fuente (error de  $ENR$ ,  $\Delta ENR$ ), puesto que este error es común e invariante para cada una de las medidas que componen la medida del factor de ruido del dispositivo,  $F_d^{med}$ , tal como nos indica la operación efectuada por el medidor (fórmula de Friis, (1.14)).

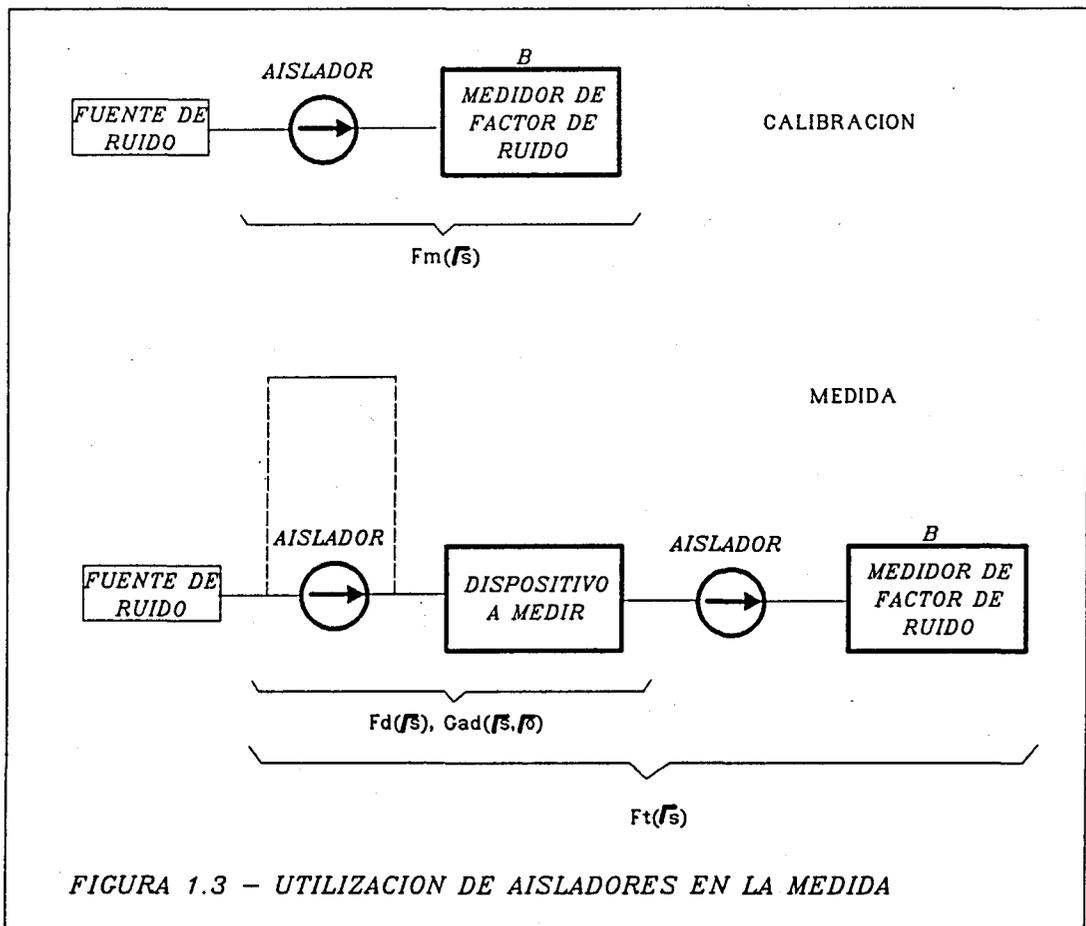
Las mismas consideraciones sobre las causas de error en medidas no corregidas (apartado anterior) pueden aplicarse a la medida del factor de ruido del dispositivo. Sin embargo, los diversos errores se van a combinar de una manera más compleja, indicada por las expresiones (1.49) y (1.50). Los errores en medidas no corregidas y en la medida de ganancia quedarán escalados por los distintos factores multiplicativos de los incrementos, para luego combinarse nuevamente en forma algebraica ó como desviación típica. Por lo que respecta al error de instrumentación, recuérdese que éste es independiente del proceso de medida, y se añadirá al error obtenido hasta el momento de la misma forma que en el apartado anterior para medidas no corregidas.

Si bien las expresiones (1.49) y (1.50) obtenidas para los diversos errores de medida son válidas en general (suponiendo siempre que se cumplan las aproximaciones contenidas en el apéndice I-1 para errores pequeños), no podremos utilizarlas en su forma actual a menos que tengamos alguna manera de estimar los valores nominales  $F_d(0)$ ,  $F_m(S_{22}^d)$ ,  $F_l(0)$  y  $G_{ad}(0)$  que en ellas aparecen, a modo de constantes multiplicativas. Suponiendo siempre que los errores son pequeños, nominales podemos tomar, en una aproximación de primer orden los valores nominales  $F_d^{med}$ ,  $F_m^{med}$ ,  $F_l^{med}$ ,  $G_{ad}^{med}$  por los medidos.

### 1.4.3 Utilización de aisladores en la medida

Con el fin de reducir los errores de medida, tradicionalmente se vienen empleando *aisladores* ó *circuladores* a la entrada del dispositivo y/o a la entrada del medidor (figura (1.3)). En tal caso, el proceso de calibración consiste en conectar la fuente de

ruido a la entrada del aislador de medidor, y el de medida en intercalar el conjunto aislador de dispositivo + dispositivo entre la fuente de ruido y el aislador de medidor. Obsérvese que, en este caso, estamos midiendo el factor de ruido del conjunto aislador de dispositivo + dispositivo. Dado que la contribución en ruido de un aislador (como todo cuadripolo pasivo) depende del inverso de su ganancia de potencia disponible, deberemos tener el aislador bien caracterizado en parámetros  $S$ , si queremos deducir el factor de ruido del dispositivo con precisión. A continuación mostraremos que, si se cumple la condición anterior (aislador o circulador bien caracterizado), es posible obtener una mejora en la precisión de la medida.



Para la derivación subsiguiente se va a suponer que  $T_c = T_o$ . Esta condición permite, tal como se indicaba en el apartado 1.3, simplificar las expresiones, sin pérdida de generalidad. Si el superíndice  $a$  identifica los parámetros  $S$  del aislador o circulador, tenemos que, en situación de medida (ver figura (1.3)), el factor de ruido del conjunto

aislador + dispositivo para el estado *frío* de la fuente es (ver apéndice I-1 para la definición de términos), suponiendo aislador ideal (es decir,  $S_{12}^a = 0$ ) [STRID, M.S.N., 1981], [MARTINES, 1987]:

$$F_{dt}(\Gamma_{sc}) = \frac{F_d(S_{22}^a)}{G_{aa}(\Gamma_{sc})} \quad (1.51)$$

$$F_{dt}(\Gamma_{sc}) = \frac{F_d(S_{22}^a) |1 - S_{11}^a \Gamma_{sc}|^2 (1 - |S_{22}^a|^2)}{|S_{21}^a|^2 (1 - |\Gamma_{sc}|^2)}$$

El factor de ruido del conjunto para la condición nominal ( $\Gamma_s = 0$ ) será, pues:

$$F_{dt}(0) = \frac{F_d(S_{22}^a) (1 - |S_{22}^a|^2)}{|S_{21}^a|^2} \quad (1.52)$$

Dividiendo (1.51), y (1.52), queda:

$$\frac{F_{dt}(\Gamma_{sc})}{F_{dt}(0)} = \frac{|1 - S_{11}^a \Gamma_{sc}|^2}{1 - |\Gamma_{sc}|^2} \quad (1.53)$$

Por lo tanto, en caso de utilizar aislador ideal a la entrada del dispositivo, el término  $\Delta F_{tc}$  (ecuación (1.39)), que expresa la relación entre el factor de ruido total para las condiciones de *fente en estado frío y nominales*, respectivamente, tiene expresión analítica. Por otra parte,

$$\frac{M_c}{M_h} = \frac{(1 - |\Gamma_{sc}|^2) |1 - \Gamma_{sh} S_{11}^a|^2}{|1 - \Gamma_{sc} S_{11}^a|^2 (1 - |\Gamma_{sh}|^2)} \quad (1.54)$$

Substituyendo (1.53) y (1.54) en (1.39) y (1.41), respectivamente, obtenemos la siguiente expresión analítica para  $\Delta'' F_t$  (ecuación (1.50)):

$$\Delta'' F_t = 10 \log \frac{|1 - \Gamma_{sh} S_{11}^a|^2}{1 - |\Gamma_{sh}|^2} \quad (1.55)$$

que expresa la contribución debida a desadaptaciones entre la fuente de ruido y la entrada al dispositivo (con aislador de entrada, en este caso), al error de medida del factor de ruido del dispositivo (ecuación (1.49)). Análogamente, para la situación de calibración con aislador ideal  $A'$  a la entrada al medidor (ver figura (1.3)), y siguiendo

el mismo razonamiento que para (1.55), podemos expresar la relación entre el factor de ruido del conjunto aislador + medidor para el estado *frío* y para condiciones nominales ( $\Gamma_s = 0$ ) mediante la siguiente expresión analítica:

$$\frac{F_{mt}(\Gamma_{sc})}{F_{mt}(S_{22}^d)} = \frac{|1 - S_{11}^{a'} \Gamma_{sc}|^2 (1 - |S_{22}^d|^2)}{(1 - |\Gamma_{sc}|^2) |1 - S_{11}^{a'} S_{22}^d|^2} \quad (1.56)$$

Por otra parte,

$$\frac{M_{mc}}{M_{mh}} = \frac{(1 - |\Gamma_{sc}|^2) |1 - \Gamma_{sh} S_{11}^{a'}|^2}{|1 - \Gamma_{sc} S_{11}^{a'}|^2 (1 - |\Gamma_{sh}|^2)} \quad (1.57)$$

Por lo tanto, la expresión analítica para  $\Delta'' F_m$  (ecuación (1.50)) será (por sustitución de (1.56) y (1.57) en (1.40) y (1.42), respectivamente):

$$\Delta'' F_m = 10 \log \frac{(1 - |S_{22}^d|^2) |1 - \Gamma_{sh} S_{11}^{a'}|^2}{(1 - |\Gamma_{sh}|^2) |1 - S_{22}^d S_{11}^{a'}|^2} \quad (1.58)$$

Obsérvese que los aisladores (ó circuladores) permiten, básicamente, poder expresar los factores de ruido (total ó de medidor, incluyendo el correspondiente aislador a la entrada) para ambos estados de la fuente (*frío* y *caliente*) en función de los factores de ruido para condiciones nominales (ecuaciones (1.53) y (1.56)). Por lo tanto, en realidad estamos colapsando en una dos causas de error, que son, la incertidumbre en el conocimiento del comportamiento del factor de ruido en función de la impedancia de fuente (expresada por (1.39) y (1.40)), y la relación entre los coeficientes de desadaptación (ecuaciones (1.41) y (1.42)) Así, la incertidumbre que expresan las ecuaciones (1.55) y (1.58) será, en principio, menor que la correspondiente al caso general (ecuaciones (1.50)), en que tienen expresiones independientes. Para que, con el uso de aisladores, exista una reducción efectiva de la cota de error, deben, sin embargo, cumplirse dos condiciones que se desprenden del examen de (1.55) y (1.58):

1 - Los aisladores deben estar bien caracterizados en cuanto a sus parámetros  $S$ . De lo contrario no sería posible deducir con precisión el factor de ruido del dispositivo a partir de la medida del conjunto aislador + dispositivo (ecuación (1.51)). Aún así, sólo podremos conocer el factor de ruido de éste para un

coeficiente de reflexión de entrada igual a  $S_{22}^a$

2 - Los parámetros  $S_{11}^a$  y  $S_{11}^i$  deben tener un módulo lo suficientemente bajo como para que la incertidumbre expresada por (1.55) ó (1.58) no sea peor que la que existiría sin aislador.

Es relativamente sencillo hacer cumplir las dos condiciones anteriores en frecuencias por debajo de 10 GHz. Sin embargo, la utilización de aisladores puede comportar problemas a frecuencias por encima de 30 GHz.

Otra posibilidad en cuanto a la utilización de aisladores en medidas de ruido es incorporándolos a la salida de la fuente de ruido, como parte integrante de ésta. En tal caso, es preciso calcular la nueva temperatura *alta* de la fuente de ruido equivalente (salida del aislador), es decir el nuevo valor de *ENR*. La ventaja de este método, ampliamente utilizado, es que prácticamente se evita la variación de coeficiente de reflexión de fuente para cada estado de la fuente (en la medida en que el aislador es ideal). Sin embargo, al igual que en el caso anterior, deberá tomarse la precaución de tener el aislador bien caracterizado, con el fin de no aumentar la incertidumbre de *ENR*, lo cual, de nuevo, puede ser problemático a frecuencias de milimétricas. No debe olvidarse, además, que subsiste la causa de error expresada por (1.39) y (1.40), debiendo reemplazarse, en este caso,  $\Gamma_{sc}$  por  $S_{22}^a$ .

#### 1.4.4 Aproximaciones para el caso de medida de un ABR.

En toda situación de medida hemos de calcular los límites que imponen las diversas causas de error (ecuaciones (1.39) - (1.43)). En caso de utilizar aislador ideal, (1.39) y (1.40) admiten expresión analítica (ecuaciones (1.53) y (1.56)), y no es necesario conocer de antemano el comportamiento en ruido del dispositivo para el cálculo del error. Nos basta una medida *precisa* de algunos parámetros *S* del aislador y del dispositivo, además de los coeficientes de reflexión de fuente para ambos estados (expresiones (1.55) y (1.58)). En cualquier otro caso, debemos tener un conocimiento *a priori* del factor de ruido del dispositivo para el coeficiente de fuente *fria* y para condiciones nominales (expresiones (1.39) y (1.40)). Esto no será en general posible, porque requeriría medidas

de factor de ruido (con el fin de obtener los parámetros de ruido del dispositivo y del medidor, para así conocer su comportamiento en ruido) cuya exactitud es precisamente lo que queremos averiguar.

Los *ABR's* admiten, sin embargo, unas aproximaciones que permiten la evaluación de (1.39) y (1.40). En efecto, para este tipo de dispositivos, diseñados con el fin de tener un factor de ruido cercano al *mínimo*, parece razonable suponer que ligeras desviaciones del coeficiente de reflexión a la entrada con respecto a su valor nominal ( $\Gamma_s = 0$ ), no producirán grandes variaciones en el factor de ruido real del dispositivo [KHUN, 1984]. En otras palabras, para amplificadores de bajo ruido podemos suponer, en una primera aproximación, que:

$$\frac{F_t(\Gamma_{sc})}{F_t(0)} = 1 \quad (1.59)$$

Substituyendo (1.59) en (1.35), se obtiene la siguiente expresión aproximada para los límites del error en la medida del factor de ruido total de la cadena ( $F_t(0)$ ):

$$\Delta F_t = \left( \frac{M_c T_h - T_o}{M_h T_{hr} - T_o} - 1 \right) F_t(0) \quad (1.60)$$

Esta expresión puede, a su vez, substituirse en las expresiones para el error en medidas corregidas, (1.48) y (1.49), y así obtener las cotas de error correspondientes a éstas, bajo la hipótesis (1.59). Otro tipo de suposiciones son también posibles, como por ejemplo, en (1.48), despreciar la contribución al error de todos los términos cuyo denominador contenga la ganancia del dispositivo,  $G_{ad}(0)$ . Tal hipótesis se cumplirá siempre que el *ABR* sea de ganancia elevada, como sucede frecuentemente en frecuencias por debajo de 10 GHz. Debe tenerse la precaución, sin embargo, de reducir lo máximo posible la contribución en ruido del propio medidor,  $F_m(S_{22}^d)$ , de tal manera que no destruya el efecto *beneficioso* de la elevada ganancia. En el siguiente apartado aplicaremos la formulación discutida hasta el momento a dos ejemplos reales de medida de *ABR's*, justificando la validez de la hipótesis simplificativa (1.59).

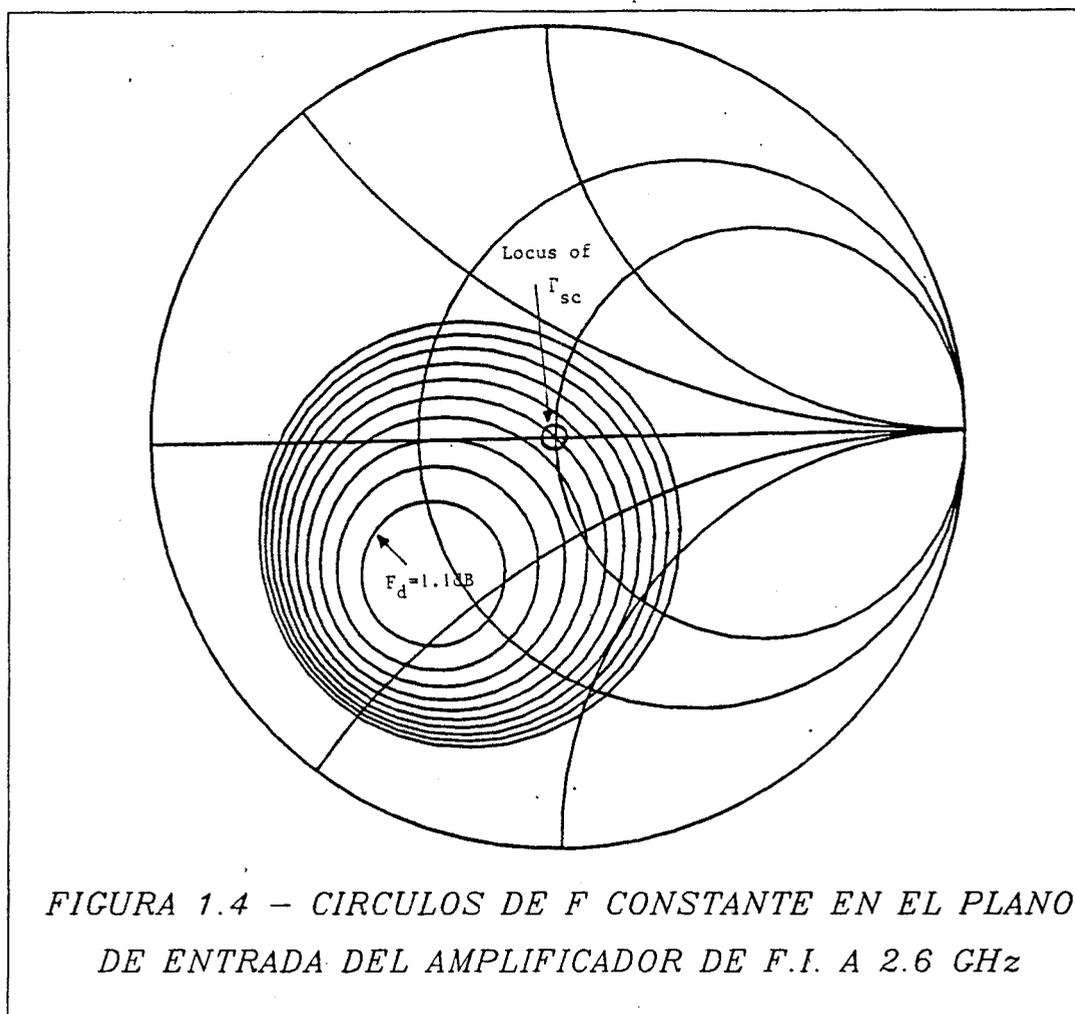
### 1.5 EJEMPLOS DE APLICACION

- El primer ejemplo es la medida de factor de ruido de un amplificador banda estrecha en banda S, utilizado en la primera FI (2.62 GHz) de un receptor para estaciones terrenas a 20/30 GHz, y diseñado para cumplir los requerimientos de alta ganancia (alrededor de 30 dB) y muy bajo factor de ruido (alrededor de 1 dB). Está compuesto por dos etapas que utilizan transistores GaAs FET de NEC, concretamente los NE 75083. Se efectuaron cuatro medidas. Para las dos primeras se utilizó una fuente de ruido con  $ENR = 15dB$ . Para las dos restantes, se utilizó una fuente de ruido con  $ENR = 5dB$ . En la segunda y cuarta se añadieron sendos aisladores a la entrada del amplificador. Las medidas efectuadas están resumidas en la tabla (1.1). También se incluyen los módulos de los diversos coeficientes de reflexión implicados.

ENR (dB)	Aislador a la entrada	$ \Gamma_{sc} $	$ \Gamma_{sh} $	$ \Gamma_i $	$F_d^{med}$ (dB)	$G_d^{med}$ (dB)	$F_t^{med}$ (dB)
15	No	0.03	0.04	0.56	1.17	29.2	1.29
15	Si	0.03	0.04	0.06	1.28	28.7	1.41
5	No	0.01	0.01	0.56	1.07	29.3	1.19
5	Si	0.01	0.01	0.06	1.35	28.8	1.48

Tabla 1.1 - Medidas efectuadas en el amplificador de F.I. a 2.62 GHz

En la figura (1.4) se han representado los círculos de factor de ruido constante en el plano de entrada del amplificador ( $\Gamma_i$ ), obtenidos a partir de los datos suministrados por el fabricante de los transistores para los parámetros S y de ruido, y de valores nominales (calculados) para las redes de adaptación. Puede observarse que, para valores normales de  $|\Gamma_{sc}|$  (que son pequeños), la desviación de  $F_t(\Gamma_{sc})$  respecto a  $F_t(0)$  es también pequeña y constituye la menor contribución al error total ( $\pm 0.07 dB$  para la fuente de ruido con  $ENR = 15dB$  y  $\pm 0.02 dB$  para la fuente de ruido con  $ENR = 5dB$ ). Con este razonamiento se justifica la aproximación (1.59) para este amplificador.



Bajo estas hipótesis y utilizando los valores de la tabla (1.1), se pueden calcular los límites del error mediante (1.48). Dado que  $G_a^{med}$  es elevado (alrededor de 29 dB), la contribución de los términos  $1/G_a(0)$  es despreciable. De esta manera, sólo intervienen los términos  $\Delta M_i$  y  $\Delta ENR$  en el error global  $\Delta F_d$  (ecuaciones (1.49) y (1.50)) cuando no se utiliza ningún aislador a la entrada. En caso de que sí se incluya,  $\Delta F_i$  deberá calcularse a partir de (1.55). Combinando estas incertidumbres con la incertidumbre de instrumentación (ya sea como caso peor ó como desviación típica), se obtienen los límites del error. Los cálculos muestran que pueden llegar a ser de hasta  $\pm 0.74 \text{ dB}$  (caso peor) en la medida de este amplificador de 1 dB de factor de ruido, sin-utilizar aislador a la entrada (ver tabla (1.2)).

ENR (dB)	Aislador a la entrada	Caso peor (dB)	Valor cuadrático medio (dB)
15	No	0.74	0.30
15	Si	0.44	0.14
5	No	0.50	0.16
5	Si	0.42	0.14

Tabla 1.2 - Límites calculados del error  $\Delta F_a$  (dB) para el amplificador de F.I. a 2.62 GHz. Se incluye la incertidumbre de instrumentación (0.1 dB)

El segundo ejemplo es la medida del factor de ruido de un amplificador de tres etapas, en banda Ka utilizado en el *front end* de un enlace corto punto a punto que transporta señales digitales PSK (figura (1.5)). Está constituido por dos transiciones de guía rectangular a microstrip, en las puertas de entrada y salida, del tipo *sonda impresa* que penetra en la guía, y por redes de adaptación realizadas mediante líneas microstrip acopladas. Los transistores son de tipo *HEMT* sin encapsular (*chips* NE 20200 de NEC). La banda de trabajo es 27.5 - 29.5 GHz.

Se efectuaron dos medidas de factor de ruido a 27.9 GHz utilizando una fuente de ruido de 15 dB, con y sin aislador a la entrada. En la tabla (1.3) se muestran los factores de ruido, ganancias y módulos de coeficientes de reflexión medidos. El parámetro  $|\Gamma_m|$  se refiere al módulo del coeficiente de reflexión de entrada al sistema de medida. Si incluimos un aislador, supuesto ideal, a la entrada, es igual al parámetro  $|S_{11}^0|$  del aislador (figura (1.3)).

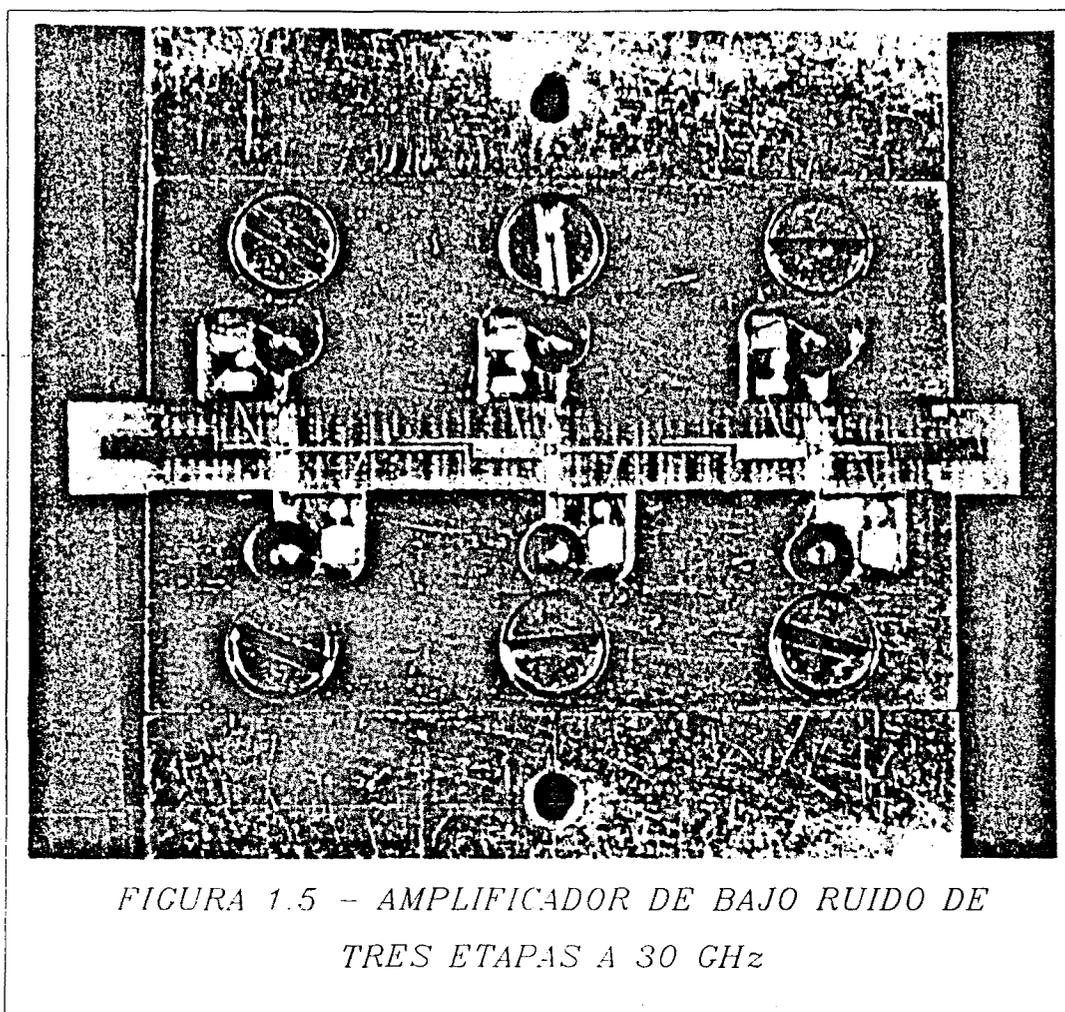


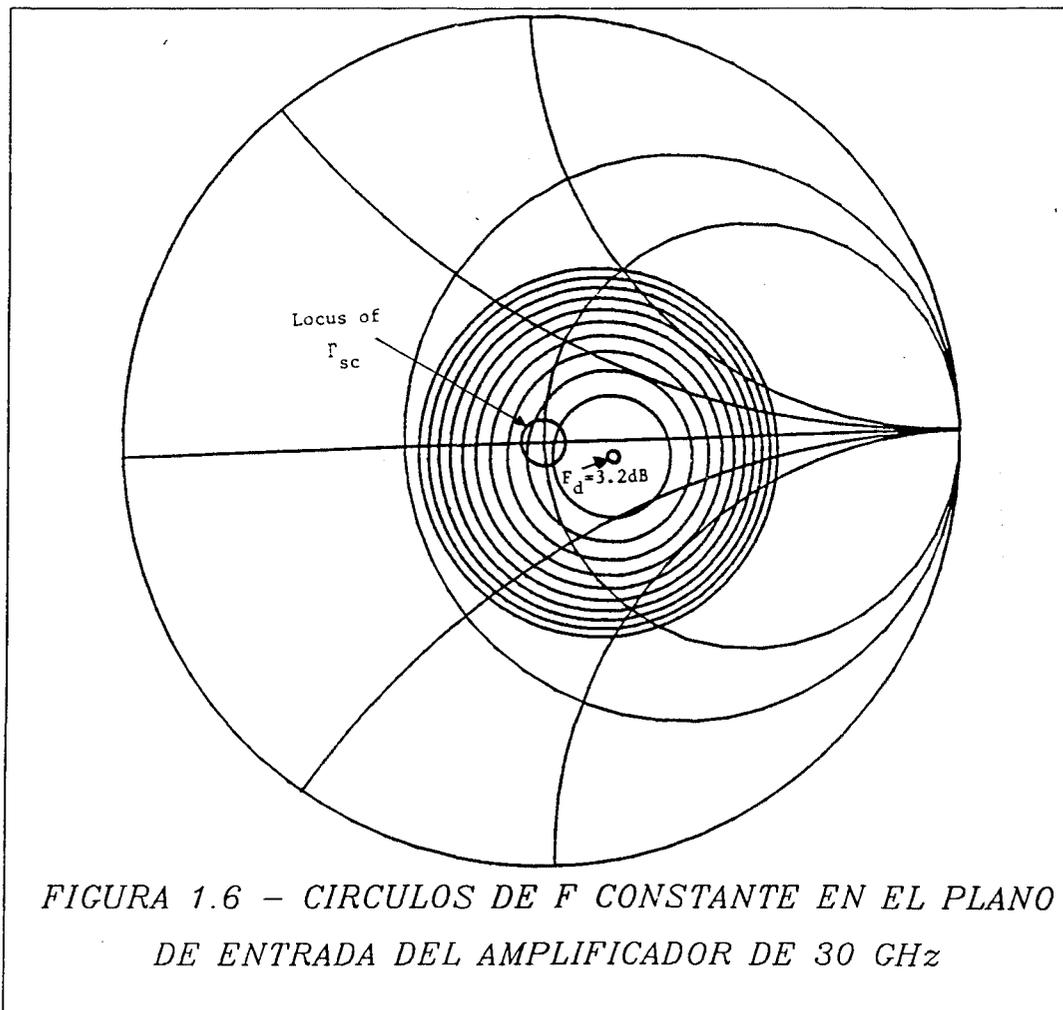
FIGURA 1.5 - AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO DE TRES ETAPAS A 30 GHz

Aislador a la entrada	$ \Gamma_i $	$F_a^{med}$ (dB)	$G_a^{med}$ (dB)	$F_m^{med}$ (dB)	$F_t^{med}$ (dB)
No	0.37	3.62	14.58	11.9	4.49
Si	0.10	4.86	13.64	11.95	5.68

Tabla 1.3 - Medidas efectuadas en el amplificador de 30 GHz. Fuente de ruido: NC 5128 (26.5-40 GHz).

$|\Gamma_{sc}| = 0.05$ ,  $|\Gamma_{sh}| = 0.17$ ,  $|\Gamma_m| = 0.16$ ,  $|\Gamma_{oo}| = 0.38$ .  $f = 27.9$  GHz

La ganancia medida  $G_{ad}^{med}$  (aproximadamente 14 dB) es ahora muy inferior al del ejemplo precedente. Como consecuencia, los términos en  $1/G_{ad}(0)$  no pueden ser despreciados en (1.48) (ó (1.49)). La figura (1.6) muestra los círculos de factor de ruido constante en el *plano de entrada* del amplificador ( $\Gamma_{sc}$ ), obtenidos, como en el ejemplo precedente, a partir de los datos suministrados por el fabricante de los transistores para los parámetros S y de ruido, y de valores nominales (calculados) para las redes de adaptación. Puede observarse que el error debido a la desviación de  $F_i(\Gamma_{sc})$  respecto a  $F_i(0)$  es ahora ligeramente superior al obtenido en el ejemplo anterior (alrededor de  $\pm 0.1$  dB), y por ello se ha incluido en los cálculos de los límites del error.



La tabla (1.4) muestra los resultados de los límites del error calculados para la medida del factor de ruido del dispositivo. El segundo y tercer términos de (1.48) contribuyen con una incertidumbre de hasta  $\pm 0.81$  dB (caso peor) cuando no se utiliza

aislador a la entrada del amplificador y, por tanto, representa una parte importante de los límites de error globales ( $\Delta F_d = \pm 2.50 \text{ dB}$ ). Esta afirmación también es cierta cuando se utiliza un aislador a la entrada. Las incertidumbres debidas a las desadaptaciones de entrada ( $F_i^{med} \cdot \Delta M_i / F_d^{med}$ ) son importantes sin aislador, especialmente en el caso de desviación típica.

	Con Aislador. Caso peor (dB)	Con Aislador. Valor cuadrático medio (dB)	Sin Aislador. Caso peor (dB)	Sin Aislador. Valor cuadrático medio (dB)
Desadaptaciones	1.08	0.73	0.33	0.23
Total	2.5	0.82	1.50	0.40

*Tabla 1.4* - Límites calculados del error  $\Delta F_d$  (dB) para el amplificador de de 30 GHz. Se incluye la incertidumbre de instrumentación (0.1 dB).  $f = 27.9 \text{ GHz}$ .

La incertidumbre (desviación típica) debida a desadaptaciones ( $\pm 0.73 \text{ dB}$  sin aislador y  $\pm 0.23$  con aislador) puede apreciarse como un rizado en la gráfica de  $F_d^{med}$  en función de la frecuencia. En efecto, las fases de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_{sc}$  y  $\Gamma_{sh}$  son esencialmente lineales con la frecuencia, lo cual resulta en un comportamiento oscilatorio de (1.41) cuando aquellas se combinan con la fase de  $\Gamma_i$  (que también se supone que es aproximadamente lineal en la banda de paso del amplificador). Las figuras (1.7) y (1.8), que muestran  $F_d^{med}$  en función de la frecuencia, con y sin aislador a la entrada del amplificador, ilustran este efecto.

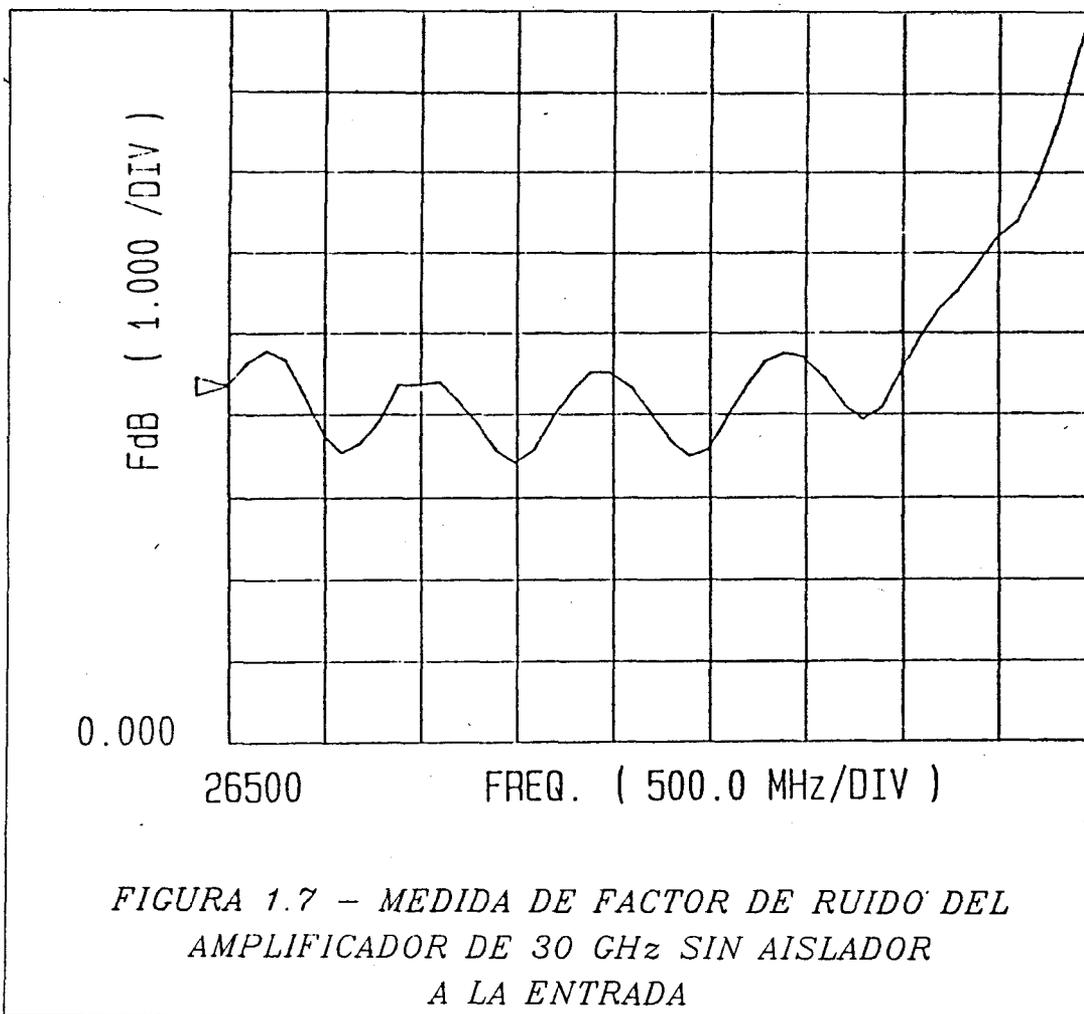
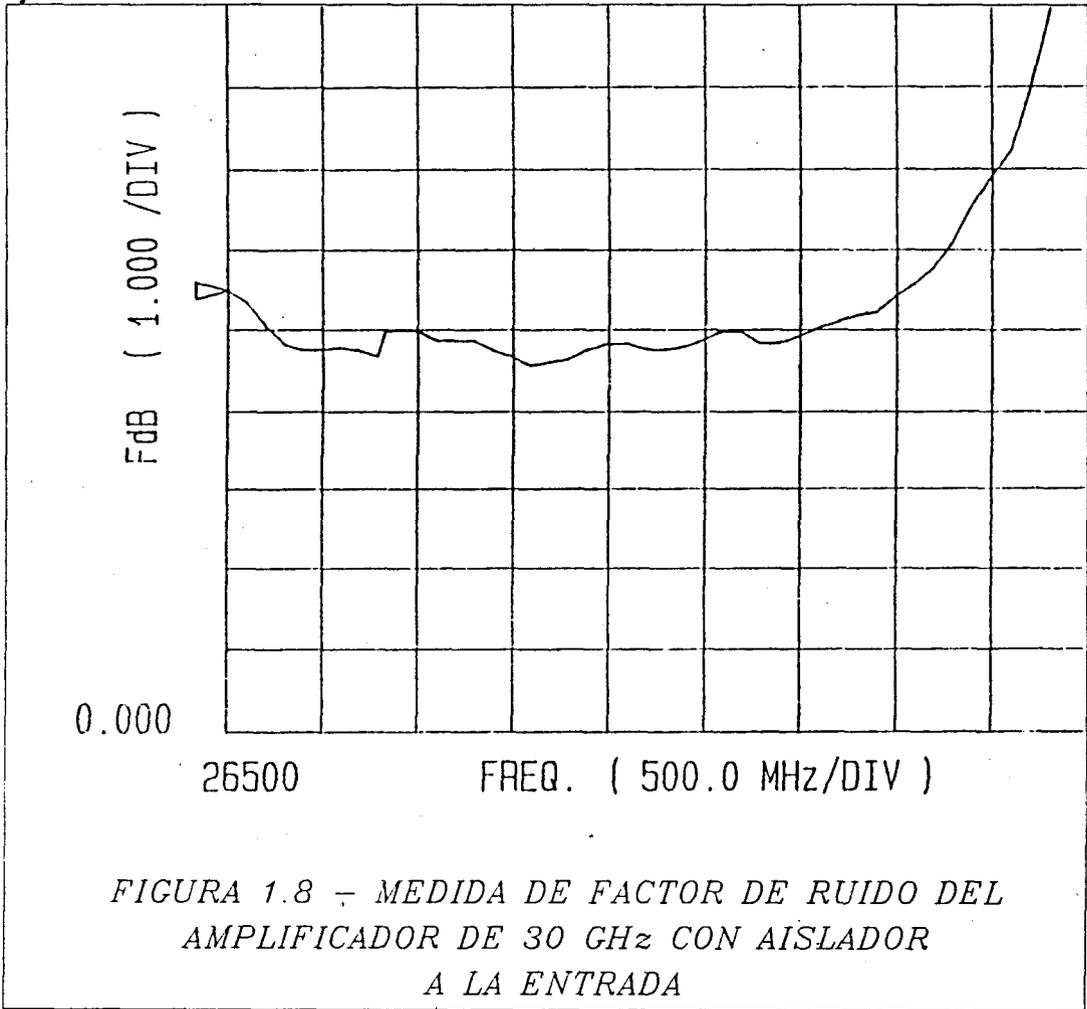


FIGURA 1.7 - MEDIDA DE FACTOR DE RUIDO DEL  
AMPLIFICADOR DE 30 GHz SIN AISLADOR  
A LA ENTRADA

A modo de conclusión del presente apartado, podemos decir que las contribuciones de  $\Delta F_m$  (error en la medida del factor de ruido no corregido) y de  $\Delta G_{ad}$  (error en la medida de la ganancia corregida) pueden despreciarse con tal que la ganancia sea lo suficientemente elevada.  $\Delta F_{ic}$  también será despreciable siempre que  $|\Gamma_{sc}|$  sea pequeño y el amplificador haya sido diseñado para un factor de ruido *mínimo*. También se ha mostrado la mejora en la precisión de la medida cuando se utiliza una fuente con bajo ENR (5 dB), debida a que  $|\Gamma_{sc}|$  es bajo [KHUN, 1984] (ver tabla (1.2)). En algunos casos, la ganancia puede no ser lo suficientemente elevada como para despreciar la contribución de *segunda etapa* (medidor). Además, el sistema de medida puede contribuir con un factor de ruido apreciable ( $F_m = 12\text{ dB}$  en el caso de la medida del amplificador a 27.9 GHz), debido al mezclador que se utiliza para convertir la RF en una FI adecuada al medidor de factor de ruido (que normalmente es pequeña, alrededor de 1.6 GHz). En tal caso, todas las contribuciones deben tenerse en cuenta. Por último, cabe destacar



que los errores calculados mediante la formulación desarrollada muestran unos valores de  $\pm 0.30$  dB para el caso del amplificador de FI (con un factor de ruido medido de 1 dB), y de  $\pm 0.82$  dB para el caso del amplificador de banda Ka (con un factor de ruido medido de 3.6 dB), todos ellos evaluados como *desviación típica*.

APENDICE I-1 DEFINICION DE SIMBOLOS

$Y = \frac{\Delta N_2}{N_1}$	Factor Y (durante la medida)
$Y(cal) = \frac{\Delta N_{2c}}{N_{1c}}$	Factor Y (durante la calibración)
$T_o$	Temperatura de referencia
$T_c$	Temperatura de fuente (fría)
$T_h$	Temperatura de fuente nominal (caliente)
$T_{hr}$	Temperatura de fuente real (caliente)
$ENR = \frac{\Delta T_h}{T_o}$	Excess Noise Ratio
$T_{ed}$	Temperatura de ruido (dispositivo)
$T_{et}$	Temperatura de ruido (total)
$T_{em}$	Temperatura de ruido (medidor)
$F_d$	Factor de ruido (dispositivo)
$F_t$	Factor de ruido (total)
$F_m$	Factor de ruido (medidor)
$G_{id}$	Ganancia de transducción (dispositivo)
$G_{it}$	Ganancia de transducción (total)
$G_{im}$	Ganancia de transducción (medidor)
$G_{ad}$	Ganancia disponible (dispositivo)
$G_{at}$	Ganancia disponible (total)
$G_{am}$	Ganancia disponible (medidor)
$G_{pd}$	Ganancia de potencia (dispositivo)
$G_{pt}$	Ganancia de potencia (total)
$G_{pm}$	Ganancia de potencia (medidor)
$T_{ed}^{med}$	Temperatura de ruido medida (dispositivo)
$T_{et}^{med}$	Temperatura de ruido medida (total)
$T_{em}^{med}$	Temperatura de ruido medida (medidor)

$F_d^{med}$	Factor de ruido medido (dispositivo)
$F_t^{med}$	Factor de ruido medido (total)
$F_m^{med}$	Factor de ruido medido (medidor)
$G_d^{med}$	Ganancia medida (dispositivo)
$\Gamma_{sc}$	Coefficiente de reflexión de fuente (frío)
$\Gamma_{sh}$	Coefficiente de reflexión de fuente (caliente)
$\Gamma_i$	Coefficiente de reflexión de entrada
$\Gamma_m$	Coefficiente de reflexión de medidor
$\Gamma_o$	Coefficiente de reflexión de salida
$\Gamma_{oo}$	Coefficiente de reflexión de salida (para condiciones nominales de fuente)
$B$	Ancho de banda del sistema de medida (mucho menor que el del dispositivo)
$k$	Constante de Boltzmann

APENDICE I-2 APROXIMACION PARA EL CALCULO DE LOS LIMITES DE ERROR

Las expresiones (1.35) tienen la forma general:

$$\Delta x = (U - 1)x \quad (1.A.1)$$

Si los errores son pequeños, entonces  $U = 1 + u$ , siendo  $u \ll 1$ . Por lo tanto se cumplirá:

$$\frac{\Delta x}{x} = 1 + u - 1 = u \quad (1.A.2)$$

y

$$10 \log U = 10 \log(1 + u) = \frac{10u}{\ln 10} \quad (1.A.3)$$

Combinando (1.A.2), (1.A.3) y (1.36), se obtienen las aproximaciones (1.39) a (1.43):

$$\Delta x' = 10 \log U$$

## CAPITULO II - MEDIDA DE LOS PARAMETROS DE RUIDO DE TRANSISTORES DE MICROONDAS

### 2.1 INTRODUCCION

La medida de parámetros de ruido de transistores de microondas se configura, en la presente Tesis, como el primero de los pasos necesarios para llevar a cabo un diseño satisfactorio de los *ABRs*. Junto con la medida de parámetros S (capítulos III, IV y V), constituye la *caracterización* del dispositivo activo del amplificador (transistor GaAs FET ó HEMT). Recuérdese que, a medida que aumenta la frecuencia de diseño, más difícil es obtener, ya sea a partir de los datos suministrados por el fabricante ó medidos, un modelo fiable del comportamiento circuital del transistor (mediante parámetros S y de ruido ó circuito equivalente). De ahí la necesidad de disponer de sistemas de medida cada vez más precisos.

En el capítulo anterior se estudiaba la medida genérica de factor de ruido de cuadripolos (con particularización al caso de *ABRs*) y el error cometido en ellas. Veíamos que coexistían diversas causas de error, de las cuales dos (incertidumbre de *ENR* en la fuente de ruido e incertidumbre de instrumentación) eran independientes de la disposición particular de medida y nos venían impuestas por las propias limitaciones del instrumental de medida. Una manera indirecta de actuar sobre la incertidumbre de *ENR* es incluir un atenuador a la salida de la fuente de ruido (o, equivalentemente, utilizar una fuente de ruido con *ENR* inferior). Este método tiene la ventaja de que reduce, además, la diferencia entre los módulos de los coeficientes de reflexión para cada estado de la fuente, con lo cual disminuye, a su vez, la incertidumbre producida por desadaptaciones. Sin embargo, al igual que ocurre con la utilización de aisladores (apartado 1.4.3), el éxito está condicionado a una buena caracterización de los parámetros S del atenuador. Otro inconveniente es que se reduce el margen de factores de ruido medibles [KUHN, 1984]. Esta última implicación tiene mucha importancia en el proceso de medida de *parámetros de ruido*, tal como se verá en los apartados subsiguientes, puesto que en general es necesario medir factores de ruido del dispositivo para coeficientes de reflexión de entrada que pueden estar muy alejados del punto óptimo (correspondiente a  $F_d(\min)$ ).

El presente capítulo estudia la medida de los *parámetros de ruido* de transistores de microondas, con dos objetivos principales. Por una parte se quiere poner de manifiesto la importancia que tiene la precisión de las medidas de *factor de ruido* y de *parámetros S* en el proceso global de medida de los parámetros de ruido. En segundo lugar, se propone un sistema de medida de parámetros de ruido basado en la *extracción* de los diversos factores de ruido necesarios mediante una *formulación* que, precisamente, pretende evitar algunas de las causas de error vistas en el capítulo anterior. Para conseguirlo, se utiliza una configuración de medida basada en la utilización de aisladores (que se suponen ideales). De esta manera, tal y como se comentó en el apartado 1.4.3, se pueden reducir los errores debidos a la diferencia entre los coeficientes de reflexión de fuente para ambos estados de ésta y para condiciones nominales. En apartados posteriores se mostrará que, para este caso (inclusión de aisladores), es posible extraer el factor de ruido del dispositivo a partir solamente de medidas *no corregidas* (apartado 1.3.1) de factor de ruido y de medidas de parámetros S. Ello permite reducir otro de los mecanismos de error, que aparece cuando las condiciones de medida no son las nominales, el derivado de los cálculos efectuados por el medidor en la aplicación de términos incorrectos en la fórmula de Friis (apartados 1.3.2 y 1.4.2). Se ha preferido incluir esta formulación en el presente capítulo y no en el anterior por razones de homogeneidad temática y de aplicación, y para no sobrecargar éste con nuevos desarrollos matemáticos extensos. Por lo que respecta a la reducción de los errores debidos a la incertidumbre de *ENR* y de instrumentación, como se explicó en el párrafo anterior, no es, en general posible y/o aconsejable, en la medida de parámetros de ruido.

En el siguiente apartado se comentará la evolución, desde una perspectiva histórica, de las técnicas, y su relación con el desarrollo de la automatización de medidas de microondas, para revisar después la situación actual y perspectivas futuras. En los apartados siguientes se plantean los problemas específicos de este tipo de medidas y se propone un método basado en los criterios enunciados más arriba en esta introducción. Se estudian las funciones de error y métodos de minimización adecuados, y se presentan resultados experimentales para un transistor de banda S.

## 2.2 REVISION DE LOS METODOS DE MEDIDA EXISTENTES. PERSPECTIVA HISTORICA

La ecuación fundamental que relaciona el factor de ruido  $F$  de un cuadripolo con sus parámetros de ruido y la admitancia (ó coeficiente de reflexión) que se le presenta a la entrada, fue obtenida en 1956 por H. Rothe y W. Dahlke [ROTHE, 1956] (véase también [I.R.E., 1960 (Representation)], a partir del modelado de su comportamiento en ruido mediante dos generadores equivalentes parcialmente incorrelados, de tensión  $e_n$  ó de corriente  $i_n$ , a la entrada del mismo (ver figura (2.1)). Puede adoptar diversas formas equivalentes, aunque las más habituales son aquellas en las que aparece la *admitancia* de fuente  $Y_s = G_s + jB_s$ , ó bien el coeficiente de reflexión de fuente  $\Gamma_s = |\Gamma_s| \cdot e^{j\theta}$ . Estas dos formas son:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} ((G_s - G_o)^2 + (B_s - B_o)^2) \quad (2.1)$$

$$F = F_{\min} + 4 \frac{R_n}{z_o} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_o|^2}{|1 + \Gamma_o|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (2.2)$$

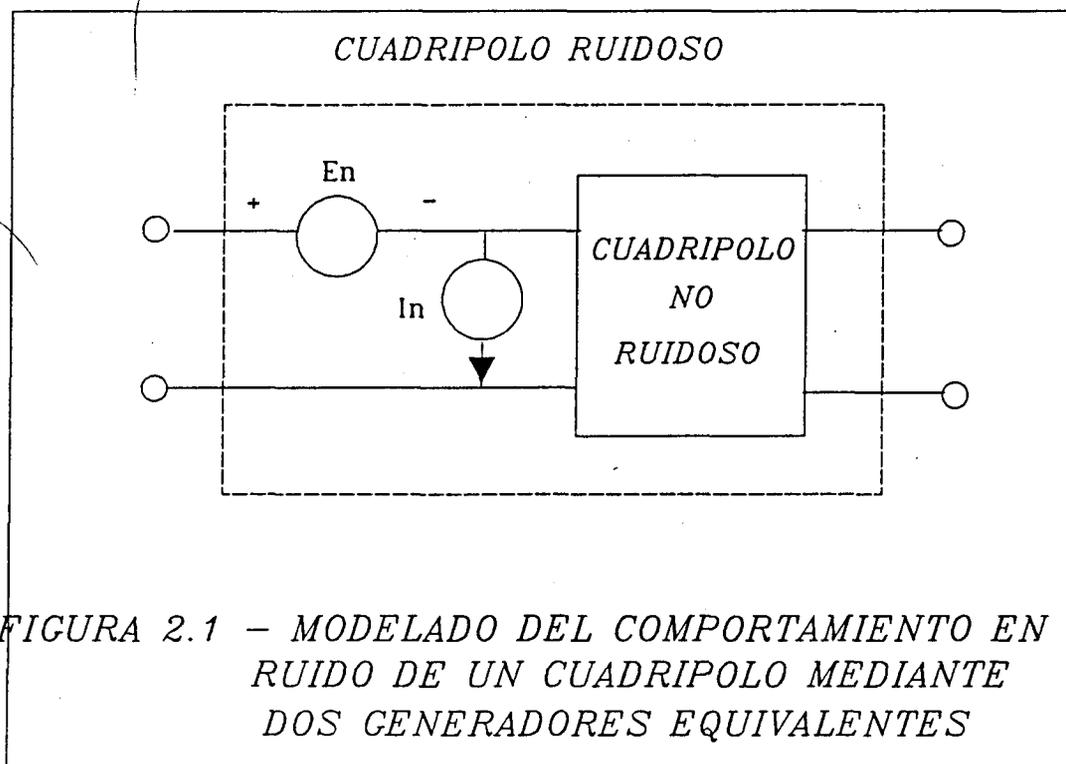


FIGURA 2.1 - MODELADO DEL COMPORTAMIENTO EN RUIDO DE UN CUADRIPOLO MEDIANTE DOS GENERADORES EQUIVALENTES

donde  $z_o$  es la impedancia característica a la que están referidos los coeficientes de reflexión. En (2.1) aparecen los cuatro parámetros de ruido que definen el comportamiento del cuadripolo, el factor de ruido mínimo,  $F_{\min}$ , la resistencia de ruido equivalente,  $R_n$  y la admitancia óptima de fuente,  $Y_o = G_o + jB_o$  (ó coeficiente de reflexión óptimo de fuente,  $\Gamma_o = |\Gamma_o| \cdot e^{j\phi}$ ). La representación gráfica bidimensional de la expresión (2.1) en función de la conductancia de fuente ( $G$ ) y la susceptancia de fuente ( $B$ ) se conoce a menudo con el nombre de *superficie de ruido* (ver figura (2.2)). La *pendiente* de la misma está determinada por el parámetro  $R_n$

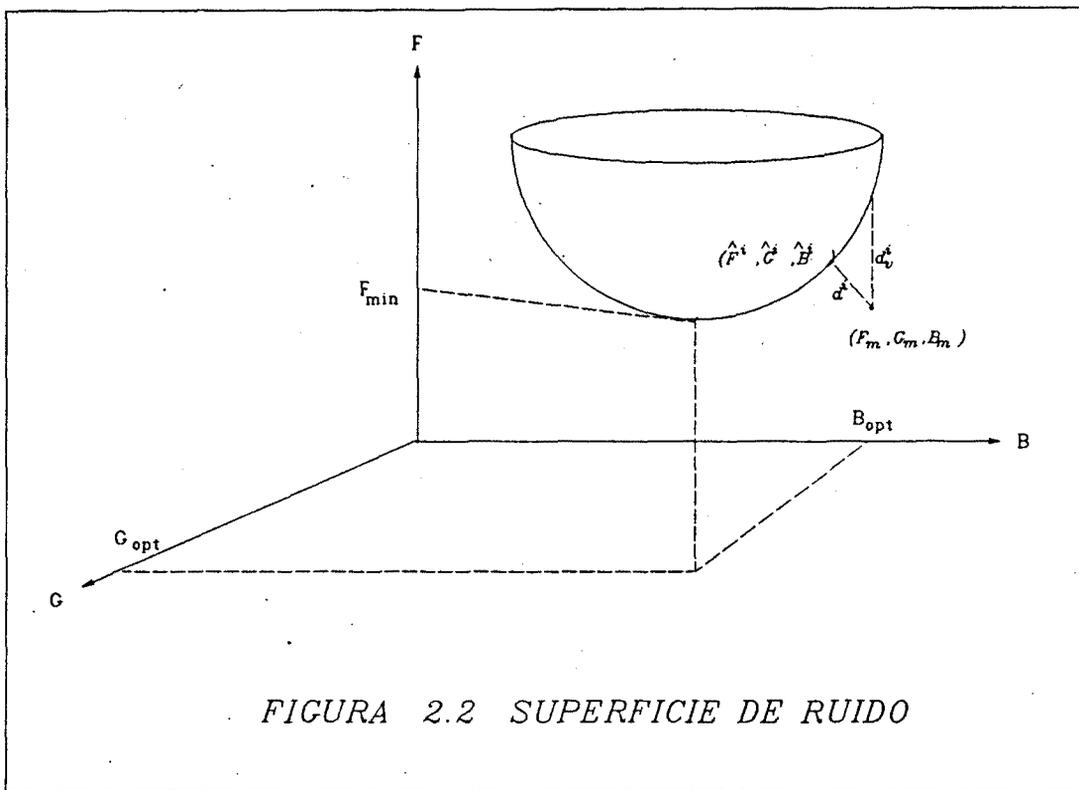


FIGURA 2.2 SUPERFICIE DE RUIDO

El primer método de obtención de los parámetros de ruido fue propuesto por el Subcomité de Ruido del I.R.E. en 1960 [I.R.E., 1960 (Standards)]. Se basaba en el trazado de dos cortes de la superficie a partir de medidas de factor de ruido para valores constantes de la conductancia y de la susceptancia de fuente, respectivamente. Como se ve, se trataba de un proceso totalmente manual cuyos pasos a seguir recomendados eran:

1 - Dibujar la curva  $F = f(B_s)$  manteniendo constante  $G_s$ ,

Determinar la susceptancia óptima de fuente  $B_o$ ,

2 - Dibujar la curva  $F = f(G_s)$  manteniendo constante  $B_s$ ,

Determinar la conductancia óptima de fuente  $G_o$ ,

3 - Dibujar la curva  $F = f(x)$ , donde  $x$  es la cantidad  $\frac{|Y_s - Y_o|^2}{G_s}$ .

Esta función tiene la forma  $F = F_o + R_n x$ , que es una recta de pendiente  $R_n$  y cuya intersección con el eje de ordenadas es

$F_{\min}$

Este método, además de resultar tedioso, es impreciso. En efecto, el factor de ruido del dispositivo puede quedar *enmascarado* por la contribución de la red transformadora de impedancias al factor de ruido total (que es, en realidad, el que nos indica un medidor manual), o bien la curva puede resultar excesivamente *plana* (en caso de que  $R_n$  sea pequeño, por ejemplo) como para decidir la posición exacta del punto óptimo (mínimo de las curvas de los pasos 1 y 2).

Con la finalidad de solventar los diversos inconvenientes prácticos que presentaba el método propuesto por el I.R.E., y en paralelo al incremento en la potencia de cálculo numérico por ordenador, se propusieron soluciones basadas en la medida del factor de ruido del dispositivo para un número *redundante* (superior a 4) de coeficientes de reflexión de fuente. A partir de los datos de factor de ruido obtenidos, se construye una función de error que se minimiza para obtener la mejor estimación de los parámetros de ruido, en ocasiones mediante el planteo de un sistema no lineal de 4 ecuaciones obtenido de las condiciones de minimización, ó bien se resuelve directamente un sistema no lineal de 8 ecuaciones, cuyas soluciones son los parámetros de ruido y de ganancia. Esta forma, con pocas variaciones es la que se utiliza actualmente en los sistemas de medida, comerciales o de laboratorio. El elemento fundamental en este sistema es el adaptador sintonizable de impedancias de fuente, denominado frecuentemente *sintonizador*, que transforma la impedancia nominal de medida (coeficiente de reflexión cero, que es el que presenta idealmente la fuente de ruido) en el coeficiente de reflexión que se desea presentar al dispositivo en su entrada .

En esta línea, R. Q. Lane propuso en 1969 [LANE, 1969] un método basado en la medida del factor de ruido para un determinado número redundante de coeficientes de reflexión de fuente (7 en este caso), con el fin de obtener un *alisado estadístico* de

la superficie de ruido determinada experimentalmente. Con ello se esperaba compensar el error de medida de factor de ruido, evaluado en  $\pm 10\%$ . Primero se linealizaba la ecuación (2.1) (superficie de ruido) con respecto a un nuevo conjunto de 4 parámetros de ruido dependientes de los primarios, con el fin de poder utilizar posteriormente subrutinas de resolución de sistemas de ecuaciones lineales. Después se construía la función de error como suma de diferencias cuadráticas entre los valores teóricos de la superficie de ruido (dados por los valores medidos de admitancia de fuente y los parámetros de ruido a determinar) y los valores experimentales de factor de ruido. Por último se resolvía un sistema lineal de 4 ecuaciones con 4 incógnitas (nuevo conjunto de 4 parámetros de ruido) obtenido de las condiciones de mínimo de la función de error con respecto a los 4 nuevos parámetros. De esta manera se determinaron los parámetros de ruido de dos transistores, a 500 MHz y 1GHz, respectivamente, con resultados satisfactorios, aunque, según el propio autor, con elevada sensibilidad a errores de medida para el caso de superficies con pendientes elevadas ( $R_n > 150\Omega$ ).

En 1978, G. Caruso y M. Sannino [CARUSO, 1978] proponen un método similar al de Lane en el que la ecuación de la superficie de ruido (*temperatura de ruido*) se linealiza utilizando una transformación diferente. Los parámetros de ruido se obtienen resolviendo un sistema similar, planteado a partir de las condiciones de mínimo de la función de error. Se advierte que la matriz de coeficientes del sistema de ecuaciones está mal condicionada para ciertos coeficientes de reflexión de carga. En esta línea propone evitar estos valores, cuyo lugar geométrico en la carta de Smith calcula previamente. Se presentan resultados para un transistor a 3.5 GHz. En 1979, M. Sannino [SANNINO, 1979], sugiere que el problema encontrado por Lane para valores elevados de la resistencia equivalente de ruido tiene su origen también en ciertos valores de coeficientes de reflexión de carga, *prohibidos*, según el criterio mencionado.

Hasta el momento, todos los métodos mencionados tenían como característica común el considerar errores solamente en la medida del factor de ruido. En 1979, M. Mitama y H. Katoh [MITAMA, 1979] proponen una función de error que tiene en cuenta todos los errores de medida, puesto que se construye como la suma ponderada de las diferencias cuadráticas entre los valores medidos y los calculados para el factor de ruido, la conductancia de fuente, la susceptancia de fuente y cada uno de los cuatro parámetros de ruido a determinar. Para los parámetros de ruido había que partir de

una primera aproximación de orden cero. Asumiendo errores pequeños, se podía linealizar la función de error y obtener un sistema lineal de 4 ecuaciones con 4 incógnitas a partir de las condiciones de mínimo, tal como se procedía en las referencias anteriores. En la medida de parámetros de ruido de un transistor a 6.7 y 8 GHz utilizando un sintonizador microstrip, se obtenía menor desviación en los parámetros extraídos y menor sensibilidad a las medidas, aunque también es cierto que el transistor utilizado presentaba condiciones favorables para la medida, puesto que  $R_n$  era bastante baja (entre 6 y 26.5  $\Omega$ ).

Siguiendo un método similar al de Mitama, otros autores [CHUSSEAU, 1986, 1987] proponen una función de error sin, al parecer, las restricciones del anterior, al tiempo que realizan transformaciones de coordenadas en la superficie de ruido con el fin de facilitar el proceso de cálculo [CHUSSEAU, Tesis Doctoral, 1986]. Los resultados obtenidos, utilizando un sintonizador realizado mediante un acoplador direccional cargado con un atenuador variable, validan el método hasta frecuencias de 15 GHz.

Una aproximación diferente al problema ha sido también planteada por diversos autores [SANNINO, 1980 y réplica de MISHIMA, 1982; CALANDRA, 1984; MARTINES, 1982, 1985 (MTT), 1985 (EuMC), 1987 y réplica de POPIESZALSKI, 1988; HIRSCH, 1987]. Se trata de caracterizar el comportamiento en *ruido* y en *ganancia* del dispositivo (más específicamente, los 4 parámetros de ruido y los 4 parámetros de ganancia, que se definen siguiendo una ecuación formalmente idéntica a (2.1)) simultáneamente, y a partir de *medidas de factor de ruido solamente*. Se requiere un mínimo de 8 coeficientes de reflexión de fuente, correspondientes a los 8 parámetros que se quieren medir, pero es conveniente introducir redundancia para el alisado estadístico de los resultados. Las ventajas inherentes al método son la no necesidad de utilizar instrumentos separados para la medida de factor de ruido y ganancia, y la realización de la medida de ganancia con niveles muy bajos de excitación (nivel de ruido), lo cual evita posibles problemas de alinealidades del dispositivo activo a medir. Sin embargo, recuérdese que la medida de los diversos coeficientes de reflexión de fuente requerirá siempre el uso de un analizador de redes o similar. Los resultados obtenidos demuestran la aplicabilidad del método hasta frecuencias de, al menos, 12

GHz [CALANDRA, 1984], aunque recientemente han sido publicadas medidas a 22 GHz utilizando un sistema diseñado para frecuencias de hasta 26.5 GHz [HIRSCH, 1987].

Una preocupación constante en la extracción de los parámetros de ruido, utilizando cualquiera de los métodos comentados, ha sido la medida precisa de las pérdidas de inserción de los sintonizadores. En efecto, la contribución de éstos al ruido total medido debe contabilizarse, ya sea como un aumento del factor de ruido medido del dispositivo (entendiendo entonces que el sintonizador forma parte del dispositivo), ya sea como modificación del valor de  $ENR$  de la fuente de ruido equivalente (considerando al sintonizador como parte de la fuente de ruido). De lo contrario, se convertiría en una importante fuente de error en la medida. En 1981, E. W. Strid [STRID, 1981 (MTT)] muestra que la ganancia disponible de una red pasiva adaptadora de impedancias depende fuertemente de la *sintonización* de la misma. Por lo tanto, el factor de ruido de la misma puede ser muy variable, y para evaluarlo se requieren medidas precisas de los parámetros  $S$  de la red. Se demuestra que el método tradicional, consistente en la medida de las pérdidas de inserción de dos sintonizadores iguales, uno de ellos invertido, en cascada, y que supone que la atenuación total es el doble de la ganancia disponible de un solo sintonizador, puede resultar bastante erróneo. En 1987, G. Martines [MARTINES, 1987 y réplica de POPIESZALSKI, 1988] propone un nuevo método para la medida de las pérdidas de un sintonizador, utilizado como transformador de impedancias en un banco de medida de parámetros de ruido, al tiempo que se realiza la medida de éstos. Para ello, se utilizan las ventajas de la inclusión de aisladores en la cadena de medida.

M. W. Popieszalski [POPIESZALSKI, dos artículos de abril 1986 y corrección en junio 1986] insiste en la correcta elección de los valores de los 4 parámetros de ruido en el proceso de minimización de la función de error, de tal manera que, en todo momento, el conjunto seleccionado corresponda a un cuadripolo *físico*, es decir, que pueda existir (al menos teóricamente) en la realidad, de acuerdo con la restricción

$$T_{\min} \leq 4R_n G_{opt} T_o$$

Este método tiene la ventaja de facilitar los cálculos de extracción de los parámetros de ruido y también del error cometido en ella.

Una aproximación formalmente diferente al comportamiento en ruido de un cuadripolo es la basada en las denominadas *ondas de ruido* [BAUER, 1956; PENFIELD, 1962; MEYS, 1978]. Este modelo supone, al igual que el tradicional (es decir, el que utiliza los parámetros de ruido tal como se definieron en (2.1)), la existencia de dos generadores de ondas de ruido,  $\alpha_n$  y  $b_n$ , a la entrada del dispositivo, definidos a partir de los generadores de tensión  $e_n$  y de corriente  $i_n$  mediante:

$$\alpha_n = -\frac{e_n + Z_v i_n}{2\sqrt{\text{Re}Z_v}}$$

$$b_n = \frac{e_n - Z_v^* i_n}{2\sqrt{\text{Re}Z_v}}$$

donde  $Z_v$ , la impedancia de normalización, puede escogerse de tal manera que los dos generadores de ondas de ruido estén *incorrelados*;

$$\overline{\alpha_n b_n^*} = 0$$

Bajo esta hipótesis sucede que  $Z_v$  es, precisamente,  $Z_{opt}$ , y la expresión que relaciona las ondas de ruido con el factor de ruido mínimo es particularmente simple:

$$T_a = T_o(F - 1)_{\min}$$

en donde las temperaturas  $T_a$  y  $T_b$  se definen a partir de las potencias asociadas con las ondas:

$$T_a = \frac{|\alpha_n|^2}{k\Delta f}$$

$$T_b = \frac{|b_n|^2}{k\Delta f}$$

La resistencia equivalente de ruido también se puede poner en función de  $T_a$  y  $T_b$  mediante:

$$R_n = \frac{T_a + T_b}{4T_o \text{Re}(1/Z_v)}$$

De esta manera es posible caracterizar el comportamiento en ruido del dispositivo mediante 4 nuevos parámetros independientes,  $T_n$ ,  $T_b$  y  $Z_v = R_v + jX_v$ .

R. P. Meys sugirió posteriormente [MEYS, 1978] que, con vistas a la utilización de esta representación (ondas de ruido) en la medida de parámetros de ruido, era conveniente considerar los dos generadores de ondas de ruido como *correlados*. Esto se llevaba a cabo simplemente normalizando las ondas de ruido con respecto a la impedancia de referencia  $Z_0$ . Así, era posible definir un procedimiento simple de medida de las 4 cantidades definitorias de las características de ruido del dispositivo. Utilizando la misma aproximación al problema, pero diferente método de medida, N. Fanelly [FANELLY, 1983] publica resultados para un GaAs FET en banda X entre 8-11 GHz. Otros autores [VALK, 1988] han presentado recientemente un procedimiento matemático para el *deembedding* de los parámetros de ruido de dos cuadripolos en cascada a partir del conocimiento de los parámetros del conjunto. La aproximación al problema de caracterización en ruido de un cuadripolo mediante ondas de ruido no ha tenido, sin embargo la difusión que podía ser esperable, particularmente a frecuencias de microondas, quizás debido a que los sistemas de medida comerciales existentes, tal como se verá a continuación, están basados en la extracción de los 4 parámetros clásicos.

La medida automatizada de los parámetros de ruido de transistores de microondas no estaba, hasta fechas muy recientes, disponible comercialmente en forma de sistema completo, es decir, dotado de todos los elementos *hardware* y *software* necesarios. Si existían sintonizadores programables hasta frecuencias de 18 GHz [POLLARD (MAURY), 1987], para aplicaciones de caracterización en ruido (con ayuda de fuentes de ruido e instrumental de medida externos). En 1987, ATN presenta el primer sistema completo para medida de parámetros de ruido (*Noise Parameter Test Set*, sistema NP4 [ATN, 1987; ADAMIAN, 1988]) hasta 18 GHz, que incluye el sintonizador automatizado (con 16 impedancias de fuente pre-calibradas), la fuente de ruido, un amplificador bajo ruido de 10 a 1600 MHz y el software adecuado para control de instrumental, medida y cálculo de los parámetros, a partir de las medidas de factor de ruido. El mezclador externo para medidas por encima de 1600 MHz, el medidor de ruido y el controlador externo quedaban, sin embargo, a cargo del usuario a cuya disposición estaban, sin embargo, sistemas comerciales bien conocidos ([HEWLETT-PACKARD, 1987; EATON, 1988]). Algo después CASCADE MICROTECH presenta un nuevo

sistema comercial para frecuencias entre 2 y 18 GHz, de parecidas características al anterior, pero con la interesante posibilidad de poder realizar medidas en *wafer* mediante unas sondas adecuadas ([CASCADE, 1988, 1989]). Un desarrollo posterior de su sistema permite a ATN aumentar el número de puntos de impedancia de fuente hasta 241, y anunciar otro Test Set de la serie NP4 entre 18 y 26.5 GHz con convector de frecuencia interno ([ATN, 1988]).

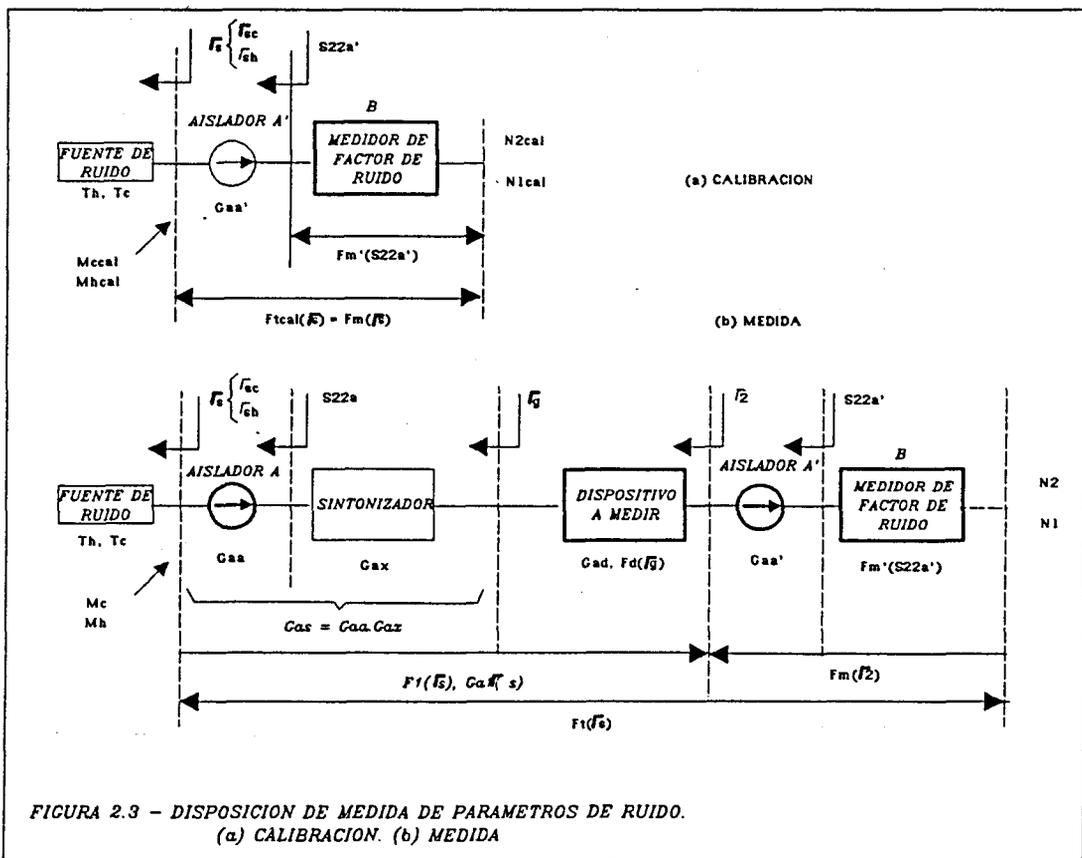
Es difícil pronosticar cuál va a ser la evolución de la caracterización en ruido de transistores de microondas en el futuro. Una tendencia clara, al igual que ocurre en la caracterización de parámetros S, es la aparición de sistemas comerciales automatizados, en forma de estaciones de trabajo, para frecuencias de hasta 40/50 GHz, con el fin de cubrir la banda en que actualmente se utiliza cable y conector coaxiales y donde, como se verá en capítulos posteriores, es posible obtener medidas precisas de parámetros S. La clave de estos logros será, sin duda alguna, el desarrollo tecnológico que permita obtener sintonizadores controlables electrónicamente en banda Ka, posiblemente utilizando tecnología de circuitos híbridos de microondas integrados en el plano E de una guía de onda, en finline, por ejemplo. El principal problema de estas frecuencias es la precisión obtenible. Cualquier pequeño error en los planos de referencia puede inducir grandes errores en la fase del coeficiente de reflexión óptimo del transistor. Por ello son necesarios sistemas precisos de medida de los parámetros S de las redes pasivas que *ocultan* el plano de entrada del transistor (puerta) del plano de medida real. La técnica de calibración TRL ofrece, en este sentido, importantes ventajas, tal como se discute en profundidad en el capítulo IV.

## 2.3 PROPUESTA DE UN METODO DE MEDIDA QUE EVITE ALGUNAS DE LAS CAUSAS DE ERROR

### 2.3.1 Planteamiento del problema

En una disposición de medida de parámetros de ruido de transistores típica (ver figura (2.3)), se incluyen, además del sintonizador a la entrada (en ocasiones existe también sintonizador a la salida con el fin de obtener máxima transferencia de potencia, aunque ello puede provocar problemas de estabilidad en el transistor, [CALANDRA,

1984]), aisladores de entrada y salida. Su misión es, tal como se explicaba en 1.4.3, minimizar los efectos de los errores por desadaptación, ya sea en el plano de conexión de la fuente de ruido con el sintonizador (al cual nos referiremos también con el nombre de *red transformadora*), ó bien en el plano de conexión del dispositivo con el sistema medidor de factor de ruido (siempre consideraremos incluidos en éste los convertidores de frecuencia que sean necesarios). La utilización de aisladores permite, en efecto, poder expresar los factores de ruido *reales* (total ó de medidor, incluyendo en ellos el correspondiente aislador a su entrada) en función de los *nominales* (expresiones (1.53) y (1.56)), con lo cual el error se reduce (expresiones (1.55) y (1.58)).



Otra consecuencia de la inclusión de los aisladores (supuestos ideales), de gran trascendencia desde el punto de vista de la medida de parámetros de ruido, es la no necesidad de conocer a priori las *características* en ruido del dispositivo ni del medidor (es decir, la función (2.1), ó, dicho de otra manera, los parámetros de ruido del dispositivo y del medidor) para deducir sus valores *reales* ( $F_i(\Gamma_{sc})$ ,  $F_i(\Gamma_{sh})$ ,  $F_m(\Gamma_{sc})$ ,  $F_m(\Gamma_{sc})$ ) y *nominales*, a partir de los *indicados* por el instrumento, puesto que, si substituyéramos

las expresiones (1.53) y (1.56) (que establecen la relación entre reales y nominales) en (1.24) y (1.31) (valores indicados ó medidos), obtendríamos una relación entre los *nominales* y los *indicados* (ó entre los *reales* y los *indicados*) que sólo dependería de los parámetros  $S$  y coeficientes de reflexión de los diversos elementos que componen la cadena de medida, pero no de los parámetros de ruido del dispositivo ó del medidor.

En el siguiente apartado se desarrollará analíticamente este punto y se mostrará que la causa de este *buen* comportamiento es la no variación del factor de ruido del dispositivo ni del medidor *intrínsecos* (es decir sin incluir en ellos los aisladores de la cadena de medida) para cada estado de la fuente. Como aplicación práctica de estos conceptos propondremos un sistema de medida en el que sólo utilizaremos los valores *no corregidos* indicados por el medidor. Ello nos permitirá (al menos teóricamente) suprimir otra de las causas de error, la derivada de la aplicación, por parte del medidor, de términos incorrectos en la fórmula de Friis (apartado 1.3.2).

### 2.3.2 Formulación de extracción del factor de ruido del dispositivo

En este apartado se propone una formulación de extracción del factor de ruido de un dispositivo a partir de medidas *no corregidas* de factor de ruido (es decir, las indicadas por el instrumento en estado *no calibrado*). Las ventajas de este sistema ya han sido comentadas en la introducción de este capítulo y en el apartado anterior, por lo que no se insistirá nuevamente en ellas. Tal como se indicó anteriormente, este desarrollo es válido únicamente cuando se utilizan aisladores a la entrada del dispositivo y a la entrada del medidor de ruido. Se supone, además, que los aisladores son ideales ó, por lo menos, con un parámetro  $S_{12}^a$  de módulo muy bajo en comparación con  $|S_{21}^a|$ , de tal manera que el coeficiente de reflexión a la entrada sea prácticamente  $S_{11}^a$  (análogamente, el coeficiente de reflexión a la salida será aproximadamente igual a  $S_{22}^a$ ). También se supone que el medidor obtiene el factor de ruido a partir de la relación entre las potencias de ruido detectadas para cada estado (frio ó caliente) de la fuente (factor  $Y$ ).

La derivación que se presenta está basada en la expresión del factor de ruido indicado por el instrumento sin corregir (es decir sin descontar la contribución de su propio factor de ruido) en función del factor de ruido en condiciones nominales. Esta

expresión ha sido desarrollada previamente en la literatura [STRID, Microwave System News, 1981] con propósitos diferentes que los de la medida de parámetros de ruido. En efecto, en el clarificador artículo de Strid, se obtiene la relación entre el factor de ruido indicado por el instrumento en función del nominal, en otras palabras, el error de medida, para el caso en que se utilicen aisladores. Las únicas causas de error consideradas son las debidas a desadaptaciones de fuente, es decir, coeficiente de reflexión diferente de cero y variación de éste para ambos estados de la fuente. Así, de una manera sencilla pero rigurosa, se muestra un posible camino para la mejora de la precisión en las medidas de parámetros de ruido, siempre que los diferentes coeficientes de reflexión sean conocidos. A continuación se utiliza el mismo razonamiento, pero teniendo en cuenta el efecto de segunda etapa (factor de ruido del propio medidor), y con la finalidad de obtener una expresión que ligue el factor de ruido del dispositivo para el coeficiente de reflexión seleccionado, con los factores de ruido indicados por el instrumento [PRADELL, 1988]. Recientemente han sido publicados resultados de medidas de factor de ruido a 33 GHz [TONG, 1988] utilizando una formulación de extracción basada en el mismo principio. Sin embargo, la derivación de Tong y Moorehead utiliza, a nuestro entender, términos incorrectos para las potencias que aparecen en la expresión del factor  $Y$ , sin que ello repercuta, quizás, de una manera decisiva en la corrección de los resultados obtenidos cuando el módulo de los diferentes coeficientes de reflexión es pequeño.

Considérese la disposición de medida indicada en la figura (2.3). En la situación que denominamos de *medida*, se intercala el conjunto del sintonizador y dispositivo a medir (transistor) entre la fuente de ruido y el medidor, a través de un par de aisladores,  $A$  y  $A'$  situados, respectivamente, a la salida de la fuente y a la entrada del medidor. En la situación que denominamos de *calibración*, se conecta la fuente directamente al aislador de entrada del medidor y, por tanto, no se utiliza el aislador de fuente. Empezaremos escribiendo el factor  $Y$  en función de las temperaturas de ruido de los diferentes cuadripolos de la cadena (se trabajará con temperaturas de ruido en lugar de factores de ruido, para una mayor simplicidad de las expresiones; el paso de uno a otro es inmediato). Recordando la definición del factor  $Y$ , y teniendo en cuenta los coeficientes de desadaptación (expresiones (1.19) y (1.20)), se tiene (véase definición de términos en el apéndice II-1):

$$Y = \frac{M_h(T_{hr} + T_{et}(\Gamma_{sh}))}{M_c(T_c + T_{et}(\Gamma_{sc}))} \quad (2.3)$$

La expresión para la temperatura de ruido total se obtiene a partir de la fórmula de Friis:

$$T_{et}(\Gamma_s) = T_{e1}(\Gamma_s) + \frac{T_{em}(\Gamma_2)}{G_{a1}(\Gamma_s)} \quad (2.4)$$

donde el subíndice 1 se refiere al cuadripolo formado por la cascada de los cuadripolos aislador de entrada, sintonizador y dispositivo.

Si suponemos que los cuadripolos pasivos se encuentran a una temperatura física  $T_c$  (recordar que ésta corresponde a la temperatura ambiente para fuentes de estado sólido), y por aplicación de la fórmula de Friis, tenemos para  $T_{e1}(\Gamma_s)$ :

$$T_{e1}(\Gamma_s) = T_c \left( \frac{1}{G_{as}} - 1 \right) + \frac{T_{ed}(\Gamma_g)}{G_{as}(\Gamma_s)} \quad (2.5)$$

El primer sumando de la expresión anterior corresponde a la temperatura equivalente de ruido de un cuadripolo pasivo, en nuestro caso el conjunto aislador de entrada y red sintonizadora (ver apéndice II-2). Substituyendo (2.4) en (2.3), se obtiene, teniendo en cuenta (2.5):

$$Y = \frac{M_h \left( T_{hr} + T_c \left( \frac{1}{G_{as}(\Gamma_{sh})} - 1 \right) + \frac{T_{ed}(\Gamma_g)}{G_{as}(\Gamma_{sh})} + \frac{T_{em}(\Gamma_2)}{G_{as}(\Gamma_{sh})G_{ad}(\Gamma_g)} \right)}{M_c \left( T_c + T_c \left( \frac{1}{G_{as}(\Gamma_{sc})} - 1 \right) + \frac{T_{ed}(\Gamma_g)}{G_{as}(\Gamma_{sc})} + \frac{T_{em}(\Gamma_2)}{G_{as}(\Gamma_{sc})G_{ad}(\Gamma_g)} \right)} \quad (2.6)$$

Por otra parte, la temperatura equivalente de ruido indicada por el medidor para la totalidad de la cadena de medida (obsérvese que se trata, en realidad de la medida *no corregida* en la situación de *medida*), es [SISTEMA HP 8970B, 1986]:

$$T_{et}^{ind} = \frac{T_h - Y T_c}{Y - 1} \quad (2.7)$$

Substituyendo la expresión para el factor  $Y$  ((2.3)) en (2.7), se obtiene:

$$T_{ot}^{ind} = \frac{\left( T_c + T_{ed}(\Gamma_g) + \frac{T_{em}(\Gamma_2)}{G_{ad}(\Gamma_g)} \right) A - M_h T_c (T_{hr} - T_c)}{\left( T_c + T_{ed}(\Gamma_g) + \frac{T_{em}(\Gamma_2)}{G_{ad}(\Gamma_g)} \right) B + M_h (T_{hr} - T_c)} \quad (2.8)$$

donde hemos definido los coeficientes  $A$  y  $B$  como:

$$A = \frac{M_c T_h}{G_{as}(\Gamma_{sc})} - \frac{M_h T_c}{G_{as}(\Gamma_{sh})} \quad (2.9)$$

$$B = \frac{M_h}{G_{as}(\Gamma_{sh})} - \frac{M_c}{G_{as}(\Gamma_{sc})} \quad (2.10)$$

Puede demostrarse (ver apéndice II-3) que el coeficiente  $B$  es cero, puesto que los sumandos de que consta, que son del tipo  $M/G_{as}$ , no dependen de la impedancia de fuente  $\Gamma_s$ . Despejando en (2.8) la temperatura de ruido del dispositivo para las condiciones de la medida (coeficiente de reflexión  $\Gamma_g$ ),  $T_{ed}(\Gamma_g)$ , tenemos:

$$T_{ed}(\Gamma_g) = -T_c - \frac{T_{em}(\Gamma_2)}{G_{ad}(\Gamma_g)} + (T_{hr} - T_c)(T_c + T_{ot}^{ind}) \frac{M_h}{A} \quad (2.11)$$

De esta manera hemos conseguido expresar la temperatura de ruido real del dispositivo,  $T_{ed}(\Gamma_g)$ , que es la que realmente queremos medir, en función de la indicada por la medida no corregida del medidor,  $T_{ot}^{ind}$ , y del factor de ruido del conjunto aislador de salida y medidor,  $T_{em}(\Gamma_2)$ . La medida de éste se efectúa a continuación en el paso que hemos denominado de *calibración* (ver figura (2.3)). Análogamente a como hemos procedido en el paso de *medida*, vamos a poner  $T_{em}(\Gamma_2)$  en función de la temperatura equivalente indicada por el medidor para la totalidad de la cadena de medida en calibración,  $T_{ot}^{ind(cal)}$ . Para ello empezamos expresando el factor  $Y$  en calibración,  $Y_{cal}$  en función de las temperaturas de ruido de los diferentes cuadripolos de la cadena:

$$Y_{cal} = \frac{M_{h(cal)}(T_{hr} + T_{ot}^{ind(cal)}(\Gamma_{sh}))}{M_{c(cal)}(T_c + T_{ot}^{ind(cal)}(\Gamma_{sc}))} \quad (2.12)$$

La expresión para la temperatura de ruido total en calibración,  $T_{ot}^{ind(cal)}(\Gamma_s)$ , se obtiene a partir de la fórmula de Friis:

$$T_{ot}^{ind(cal)}(\Gamma_s) = T_c \left( \frac{1}{G_{aa'}(\Gamma_s)} - 1 \right) + \frac{T_{em}(S_{22}^{a'})}{G_{aa'}(\Gamma_s)} \quad (2.13)$$

donde se ha supuesto que el aislador  $A'$  se encuentra a la temperatura física  $T_c$ . El superíndice ' para la temperatura equivalente de ruido, se refiere al medidor *intrínseco* (sin incluir el aislador  $A'$  a su entrada).

Por otra parte, la temperatura equivalente de ruido indicada por el medidor para la totalidad de la cadena de medida (obsérvese que se trata, en realidad de la medida *no corregida* en la situación de *calibración*), es [SISTEMA HP 8970B, 1986]:

$$T_{et(cal)}^{ind} = \frac{T_h - Y_{cal} T_c}{Y_{cal} - 1} \quad (2.14)$$

Substituyendo la expresión para el factor  $Y_{cal}$  ((2.12)) en (2.14), se obtiene:

$$T_{et(cal)}^{ind} = \frac{(T_c + T'_{em}(S_{22}^{a'}))A' - M_{h(cal)}T_c(T_{hr} - T_c)}{(T_c + T'_{em}(S_{22}^{a'}))B' + M_{h(cal)}(T_{hr} - T_c)} \quad (2.15)$$

donde hemos definido los coeficientes  $A'$  y  $B'$  como:

$$A' = \frac{M_{c(cal)}T_h}{G_{aa'}(\Gamma_{sc})} - \frac{M_{h(cal)}T_c}{G_{aa'}(\Gamma_{sh})} \quad (2.16)$$

$$B' = \frac{M_{h(cal)}}{G_{aa'}(\Gamma_{sh})} - \frac{M_{c(cal)}}{G_{aa'}(\Gamma_{sc})} \quad (2.17)$$

Analogamente a la situación de *medida*, el coeficiente  $B'$  es cero, puesto que los sumandos de que consta, que son del tipo  $M/G_{aa'}$ , no dependen de la impedancia de fuente  $\Gamma_s$  (apéndice II-3). Despejando en (2.15) la temperatura de ruido del medidor para las condiciones de calibración (coeficiente de reflexión  $S_{22}^{a'}$ ,  $T'_{em}(S_{22}^{a'})$ ), tenemos:

$$T'_{em}(S_{22}^{a'}) = -T_c + (T_{hr} - T_c)(T_c + T_{et(cal)}^{ind}) \frac{M_{h(cal)}}{A'} \quad (2.18)$$

La temperatura de ruido del conjunto aislador  $A'$  y medidor puede ahora expresarse en función de  $T'_{em}(S_{22}^{a'})$  gracias a la presencia del aislador:

$$T_{em}(\Gamma_2) = T_c \left( \frac{1}{G_{aa'}(\Gamma_2)} - 1 \right) + \frac{T'_{em}(S_{22}^{a'})}{G_{aa'}(\Gamma_2)} \quad (2.19)$$

Substituyendo (2.19) en (2.11), y teniendo en cuenta (2.18), se obtiene:

$$T_{ad}(\Gamma_g) = -T_c + \frac{T_c}{G_{ad}(\Gamma_g)} - \frac{(T_{hr} - T_c)(T_c + T_{ot}^{ind})M_{h(cal)}}{A' G_{aa'}(\Gamma_2) G_{ad}(\Gamma_g)} +$$

$$+ (T_{hr} - T_c)(T_c + T_{ot}^{ind}) \frac{M_h}{A} \quad (2.20)$$

Las ganancias disponibles que aparecen en (2.9), (2.16) y (2.20) tienen la siguiente forma:

$$G_{ar}(\Gamma) = \frac{(1 - |\Gamma|^2) |S_{21}^r|^2}{|1 - S_{11}^r \Gamma|^2 (1 - |\Gamma_0|^2)} \quad (2.21)$$

$$\Gamma_0 = S_{11}^r + \frac{S_{12}^r S_{21}^r \Gamma}{1 - S_{11}^r \Gamma}$$

Por otra parte, la ganancia disponible de dos cuadripolos en cascada es el producto de las ganancias disponibles de cada cuadripolo, con lo cual el término  $G_{as}(\Gamma_s)$ , que aparece en (2.9), se puede expresar como:

$$G_{as}(\Gamma_s) = G_{aa}(\Gamma_s) G_{ax}(S_{22}^a) \quad (2.22)$$

y, substituyendo términos en la forma indicada por (2.21):

$$G_{as}(\Gamma_s) = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}^a|^2 |S_{21}^x|^2}{|1 - S_{11}^a \Gamma_s|^2 |1 - S_{22}^a S_{11}^x|^2 (1 - |\Gamma_g|^2)} \quad (2.23)$$

De esta manera, podemos desarrollar las expresiones (2.9) y (2.16) para  $A$  y  $A'$ , obteniendo:

$$A = \frac{(1 - |S_{11}^a|^2)(1 - |\Gamma_g|^2) |1 - S_{22}^a S_{11}^x|^2}{|S_{21}^a|^2 |S_{21}^x|^2} (T_h - T_c) \quad (2.24)$$

$$A' = \frac{(1 - |S_{11}^{a'}|^2)(1 - |S_{22}^{a'}|^2)}{|S_{21}^{a'}|^2} (T_h - T_c) \quad (2.25)$$

Desarrollando las ganancias  $G_{aa'}(\Gamma_2)$  y  $G_{ad}(\Gamma_g)$  de (2.20) mediante (2.21), se obtiene:

$$G_{ab}(\Gamma_2)G_{ad}(\Gamma_\vartheta) = \frac{(1 - |\Gamma_2|^2) |S_{21}^a|^2 |S_{21}^d|^2}{|1 - S_{11}^a \Gamma_2|^2 |1 - S_{11}^d \Gamma_\vartheta|^2 (1 - |S_{22}^a|^2)} \quad (2.26)$$

donde:

$$\Gamma_2 = S_{22}^d + \frac{\Gamma_\vartheta S_{12}^d S_{21}^d}{1 - \Gamma_\vartheta S_{11}^d}$$

Substituyendo (2.24), (2.25), (2.26) y las expresiones (1.19) para los coeficientes  $M_h$ ,  $M_{h(cal)}$  en (2.20), obtenemos finalmente:

$$\begin{aligned} T_{ed}(\Gamma_\vartheta) = & \dot{T}_c \left( \frac{|1 - S_{11}^d \Gamma_\vartheta|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)}{(1 - |\Gamma_\vartheta|^2) |S_{21}^d|^2} - 1 \right) + \\ & + \left( \frac{T_{hr} - T_c}{T_h - T_c} \right) \left( \frac{1 - |\Gamma_{sh}|^2}{1 - |\Gamma_\vartheta|^2} \right) \left( \frac{(T_c + T_{ot}^{ind}) |S_{21}^a|^2 |S_{21}^x|^2}{|1 - S_{11}^a \Gamma_{sh}|^2 |1 - S_{22}^a S_{11}^x|^2} - \right. \\ & \left. - \frac{(T_c + T_{ot(cal)}^{ind}) |1 - S_{11}^a \Gamma_2|^2 |1 - S_{11}^d \Gamma_\vartheta|^2}{|1 - S_{11}^a \Gamma_{sh}|^2 |S_{21}^d|^2} \right) \end{aligned} \quad (2.27)$$

La expresión (2.27) proporciona la relación que estábamos buscando, entre la temperatura de ruido *real* del dispositivo para el coeficiente de reflexión  $\Gamma_\vartheta$ , elegido (mediante el ajuste adecuado de la red sintonizadora), y las temperaturas de ruido  $T_{ot}^{ind}$  y  $T_{ot(cal)}^{ind}$  indicadas por el instrumento en las dos situaciones de la figura (2.3), que hemos denominado *medida* y *calibración*, respectivamente. Recuérdese que  $T_{ot}^{ind}$  y  $T_{ot(cal)}^{ind}$  son los valores *no corregidos* proporcionados por el medidor, y, por lo tanto, no es necesario que éste efectúe el proceso de *calibración*, es decir las medidas de factor de ruido encaminadas a establecer una referencia para el factor de ruido (descontar el ruido introducido por el propio medidor) y para la ganancia. Aunque se ha preferido trabajar con las temperaturas de ruido, con el fin de facilitar la derivación de las diferentes ecuaciones, es inmediato pasar a factor de ruido sin más que substituir en (2.27) las siguientes identidades:

$$\begin{aligned} T_{ot}^{ind} &= (F_t^{ind} - 1) T_o \\ T_{ot(cal)}^{ind} &= (F_{t(cal)}^{ind} - 1) T_o \\ T_{ed}(\Gamma_\vartheta) &= (F_d(\Gamma_\vartheta) - 1) T_o \end{aligned} \quad (2.28)$$

Además de los valores de las temperaturas de ruido indicadas por el instrumento es necesario conocer algunos de los parámetros  $S$  de los cuadripolos de la cadena de medida (aisladores, sintonizador y dispositivo), el coeficiente de reflexión presentado a la entrada del dispositivo,  $\Gamma_p$ , el de salida del dispositivo (con su entrada cargada mediante la red sintonizadora y el aislador de entrada),  $\Gamma_{2s}$  y el de la fuente en estado *caliente*,  $\Gamma_{sh}$  (curiosamente, no es necesario conocer  $\Gamma_{sc}$  puesto que desaparece al desarrollar las expresiones (2.9) y (2.16) para  $A$  y  $A'$ , respectivamente). Obsérvese que, debido a la inclusión de los aisladores  $A$  y  $A'$ , desaparece la incertidumbre de medida debida a desadaptaciones a la entrada, siempre que podamos medir de una manera precisa los diversos parámetros de los que depende (2.27). Subsiste, sin embargo, la incertidumbre de ENR, expresada por el cociente  $(T_{hr} - T_c)/(T_h - T_c)$ , y también la incertidumbre de instrumentación. La complicación en la medida que supone este método con respecto al tradicional (en donde es el instrumento quien efectúa los cálculos del factor de ruido del dispositivo a partir de los valores medidos en los procesos de calibración y de medida) es muy poco importante, puesto que en ambos métodos se requiere la medida precisa de  $\Gamma_p$  y de la ganancia disponible de la red sintonizadora  $G_{ax}(S_{22}^a)$ . En realidad, sólo se requieren las medidas adicionales de  $\Gamma_{2s}$ ,  $\Gamma_p$  y de las matrices  $[S^a]$ ,  $[S^{a'}]$  y  $[S^c]$ . Estas tres últimas se efectúan una única vez, puesto que no dependen de los diversos coeficientes de reflexión  $\Gamma_p$  presentados a la entrada del dispositivo.

## 2.4 FUNCIONES DE ERROR Y METODOS DE OPTIMIZACION

### 2.4.1 Introducción

Con el fin de evaluar el comportamiento de la formulación propuesta en 2.3.2 en medidas reales de parámetros de ruido, en este apartado se proponen diferentes métodos de optimización adecuados al tipo de problema considerado, con sus correspondientes funciones de error, y se ponen a prueba utilizando subrutinas comerciales de minimización en una simulación de las medidas.

En el apartado 2.2 se comentaron los métodos modernos de extracción de los 4 parámetros de ruido por medio de medidas redundantes de factor de ruido. La función de error construida es siempre el sumatorio, extendido al número de medidas efectuadas, de las diferencias cuadráticas entre los valores medidos y los estimados. Sin embargo, el tipo de medidas y parámetros a optimizar considerados en la función varía según los diferentes autores. En las primeras referencias sobre la cuestión [LANE, 1969; CARUSO, 1978] se linealiza la ecuación del factor de ruido de un cuadripolo (ecuación (2.1)) con respecto a los cuatro parámetros de ruido mediante una serie de transformaciones entre ambos conjuntos de parámetros. Además, la función de error sólo considera diferencias entre los valores medidos y estimados de *factor de ruido* (ó, equivalentemente, *temperatura de ruido*), pero no en las *impedancias de fuente* (ó coeficientes de reflexión  $\Gamma_o$ , utilizando la nomenclatura del apartado 2.3.2) presentados al transistor. De esta manera se consigue un método basado en la resolución de un sistema *lineal* de ecuaciones y, por tanto, una gran facilidad computacional. Posteriormente [MITAMA, 1979], se propone una función de error que tiene en cuenta las diferencias en el factor de ruido y también en la impedancia de fuente. Con el fin de conseguir expresar las condiciones de *minimo* en la forma de un conjunto lineal de ecuaciones, se desarrolla en serie de Taylor el funcional que expresa la relación entre los diversos valores estimados (es decir, la ecuación de ruido (2.1), igualada a cero), con respecto a las tres medidas (factor de ruido y parte real e imaginaria de la impedancia de fuente) y también a los 4 parámetros de ruido. Ello es equivalente a considerar que los errores considerados en la función de error pequeños, hipótesis razonable en un sistema habitual de medida de ruido y de impedancia.

Con el aumento substancial de la potencia de cálculo es ahora más fácil la utilización de métodos que comporten la minimización de funciones de error que tengan en cuenta las diferencias cuadráticas para los tres tipos de medidas realizadas en el proceso de extracción de parámetros de ruido. Además, no parece necesaria *a priori* la linealización del comportamiento de la ecuación de ruido con respecto a los 4 parámetros de ruido, puesto que existen subrutinas comerciales que minimizan eficientemente funciones de  $n$  variables. En esta línea se proponen a continuación 3 métodos de optimización y se comparan sus prestaciones por medio de la simulación de una situación real de medida.

### 2.4.2 Métodos propuestos

Con el fin de simplificar la notación se utilizan los símbolos  $x$ ,  $y$ ,  $z$  para las medidas (factor de ruido, partes real e imaginaria de la admitancia de fuente, respectivamente) y los símbolos  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  y  $\alpha_4$  para los parámetros a optimizar (factor de ruido mínimo, partes real e imaginaria de la admitancia óptima de fuente, y resistencia equivalente de ruido). El superíndice  $i$  es el número de orden de la medida,  $M$  es el número total de medidas, el subíndice  $m$  indica valor medido y los símbolos del tipo  $\hat{\alpha}_i$  valor estimado (ver el listado de símbolos en el apéndice II-4). Los símbolos  $w_x^i$ ,  $w_y^i$  y  $w_z^i$  en las funciones de error del segundo y tercer método son pesos asignados a cada medida.

#### METODO 1

La función de error a minimizar se define como:

$$F(\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{\alpha}_3, \hat{\alpha}_4) = \sum_{i=1}^M w_i |\hat{x}^i - x_m^i|^2 \quad (2.29)$$

donde  $\hat{x}^i$  se estima substituyendo los valores medidos de la admitancia de fuente en la ecuación de ruido:

$$\hat{x}^i = \hat{\alpha}_1 + \frac{\hat{\alpha}_4}{y_m^i} \left[ (y_m^i - \hat{\alpha}_2)^2 + (z_m^i - \hat{\alpha}_3)^2 \right] \quad (2.30)$$

para  $i = 1, 2, \dots, M$ .

El método consiste en minimizar la función de error (2.29), que es de 4 variables,  $\hat{\alpha}_1$ ,  $\hat{\alpha}_2$ ,  $\hat{\alpha}_3$  y  $\hat{\alpha}_4$ , evaluada a partir de las medidas de admitancia  $y_m^i$ ,  $z_m^i$  y de una estimación inicial de los 4 parámetros,  $\hat{\alpha}_1^0$ ,  $\hat{\alpha}_2^0$ ,  $\hat{\alpha}_3^0$  y  $\hat{\alpha}_4^0$ . Obsérvese que la función de error sólo tiene en cuenta los errores de medida de factor de ruido. Ello equivale a considerar las distancias *verticales* (ver figura (2.2)) entre el punto medido ( $x_m^i$ ,  $y_m^i$ ,  $z_m^i$ ) y el estimado sobre la superficie de ruido ( $\hat{x}^i$ ,  $y_m^i$ ,  $z_m^i$ ). Por lo tanto se trata de un método simple pero que, como veremos, proporciona buenos resultados. La subrutina de minimización utilizada es la ZXMWWD de la librería matemática comercial IMSL, que utiliza un método cuasi-Newton para encontrar el mínimo global en un recinto definido previamente. Primero utiliza una transformación matemática con el fin de reducir el problema de

minimización con restricciones a un problema sin restricciones. En el proceso, todos los posibles mínimos globales, incluyendo los que están en la frontera del hiper-rectángulo, se transforman en mínimos locales. A continuación intenta encontrar todos los posibles mínimos locales realizando unas pocas iteraciones (4) a partir de una serie de puntos iniciales generados. De éstos escoge los 5 que proporcionan valores menores para la función de error, continuando así el proceso de convergencia. El mínimo local que, encontrado a partir de ellos, proporcione el valor menor de la función, es el que considera como mínimo global.

## METODO 2

La función de error a minimizar se define como:

$$F(\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{\alpha}_3, \hat{\alpha}_4, \hat{y}^i, \hat{z}^i) = \sum_{i=1}^M (w_x^i |\hat{x}^i - x_m^i|^2 + w_y^i |\hat{y}^i - y_m^i|^2 + w_z^i |\hat{z}^i - z_m^i|^2) \quad (2.31)$$

donde  $\hat{x}^i$  se estima substituyendo los valores estimados de la admitancia de fuente en la ecuación de ruido:

$$\hat{x}^i = \hat{\alpha}_1 + \frac{\hat{\alpha}_4}{y^i} [(y^i - \hat{\alpha}_2)^2 + (z^i - \hat{\alpha}_3)^2] \quad (2.32)$$

para  $i = 1, 2, \dots, M$ .

El método consiste en minimizar la función de error (2.31), que es de  $2M + 4$  variables,  $\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{\alpha}_3, \hat{\alpha}_4, \hat{y}^1, \hat{y}^2, \dots, \hat{y}^M, \hat{z}^1, \hat{z}^2, \dots, \hat{z}^M$ , evaluada a partir de las medidas de admitancia  $y_m^i, z_m^i$  y de una estimación inicial de los  $2M + 4$  parámetros,  $\hat{\alpha}_1^0, \hat{\alpha}_2^0, \hat{\alpha}_3^0, \hat{\alpha}_4^0, \hat{y}_0^1, \hat{y}_0^2, \dots, \hat{y}_0^M, \hat{z}_0^1, \hat{z}_0^2, \dots, \hat{z}_0^M$ . Obsérvese que la función de error tiene en cuenta los errores de medida de factor de ruido y de admitancia de fuente. Ello permite, siempre que la estimación inicial sea adecuada, minimizar la suma de las distancias euclideas (es decir, mínimas: ver figura (2.2)) entre el punto medido  $(x_m^i, y_m^i, z_m^i)$  y el estimado sobre la superficie de ruido  $(\hat{x}^i, \hat{y}^i, \hat{z}^i)$ . Por lo tanto se trata de un método más elaborado que el anterior y, que en principio, debería proporcionar estimaciones mejores de los 4 parámetros de ruido. La subrutina de minimización empleada es, nuevamente, la ZXMWd de IMSL. No se realiza ninguna aproximación adicional de la ecuación de

ruido del tipo propuesto por Mitama, por lo que no es necesario suponer un error de medida pequeño. Sin embargo, los resultados de la simulación indican que la subrutina puede no converger para errores que superen un cierta cota, tal como se comenta en el próximo apartado.

### METODO 3

La función de error a minimizar se define como:

$$F(\hat{x}^i, \hat{y}^i, \hat{z}^i) = \sum_{i=1}^M (|\hat{x}^i - x_m^i|^2 + |\hat{y}^i - y_m^i|^2 + |\hat{z}^i - z_m^i|^2) \quad (2.33)$$

donde el punto estimado  $\hat{x}^i, \hat{y}^i, \hat{z}^i$  se obtiene resolviendo el siguiente sistema de ecuaciones:

$$G(\hat{x}^i, \hat{y}^i, \hat{z}^i) = 0 \quad (2.34)$$

$$\frac{\hat{x}^i - x_m^i}{\nabla_x G|_i} = \frac{\hat{y}^i - y_m^i}{\nabla_y G|_i} = \frac{\hat{z}^i - z_m^i}{\nabla_z G|_i} \quad (2.35)$$

en donde:

$$G(\hat{x}^i, \hat{y}^i, \hat{z}^i) = \hat{\alpha}_1 + \frac{\hat{\alpha}_4}{\hat{y}^i} [(\hat{y}^i - \hat{\alpha}_2)^2 + (\hat{z}^i - \hat{\alpha}_3)^2] - \hat{x}^i \quad (2.36)$$

Las expresiones para los gradientes en (2.35) se obtienen a partir de (2.36):

$$\begin{aligned} \nabla_x G|_i &= -1 \\ \nabla_y G|_i &= -\frac{\hat{\alpha}_4}{y_m^i} [(y_m^i - \hat{\alpha}_2)^2 + (z_m^i - \hat{\alpha}_3)^2] + \frac{\hat{\alpha}_4}{y_m^i} 2(y_m^i - \hat{\alpha}_2) \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\nabla_z G|_i = \frac{\hat{\alpha}_4}{y_m^i} 2(z_m^i - \hat{\alpha}_3)$$

Obsérvese que (2.35) es la ecuación de una recta perpendicular a la superficie de ruido que pasa por el punto medido  $x_m^i, y_m^i, z_m^i$ . Resuelta simultáneamente con (2.34) se obtiene, pues, el punto estimado sobre la superficie situado a la mínima distancia  $d_i$  del punto medido (ver figura (2.2)). El cálculo debe repetirse para cada punto de medida. Para ello es necesario, por supuesto, introducir en (2.35) una estimación inicial de los parámetros de ruido,  $\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{\alpha}_3, \hat{\alpha}_4$ . Minimizar la función de error (2.33) equivale, pues, realmente a minimizar la suma de las distancias euclideas  $d_i$ ;

$$(d^i)^2 = |\hat{x}^i - x_m^i|^2 + |\hat{y}^i - y_m^i|^2 + |\hat{z}^i - z_m^i|^2 \quad (2.38)$$

$$F(\hat{x}^i, \hat{y}^i, \hat{z}^i) = \sum_{i=1}^M (d^i)^2 \quad (2.39)$$

El diagrama de flujo del proceso de minimización para este tercer método sera, pues, el siguiente:

1 - Entrar estimación inicial de los 4 parámetros de ruido,  $\hat{a}_1$ ,

$\hat{a}_2$   $\hat{a}_3$   $\hat{a}_4$

2 - Evaluar la función de error  $F(\hat{x}^i, \hat{y}^i, \hat{z}^i)$  (ecuación (2.33)).

Este cálculo consta, a su vez, de los siguientes pasos:

Para  $i = 1, 2, \dots, M$

- Cálculo de los gradientes, particularizando en el punto de medida  $i$ ,  $x_m^i, y_m^i, z_m^i$  (expresión (2.37)).

- Resolución de un sistema no lineal de 3 ecuaciones con 3 incógnitas,  $\hat{x}^i, \hat{y}^i, \hat{z}^i$  (ecuaciones (2.34) y (2.35)).

- Cálculo de la distancia euclídea  $d_i$  (ecuación (2.33)).

O bien:

Para  $i = 1, 2, \dots, M$

- Estimación del punto  $i$  sobre la superficie de ruido  $\hat{x}^i, \hat{y}^i, \hat{z}^i$  por medio de una *minimización adicional* de la distancia  $d_i$  al punto medido  $x_m^i, y_m^i, z_m^i$ . Se trata, por tanto, de minimizar la función (2.38), de tres variables,  $\hat{x}^i, \hat{y}^i, \hat{z}^i$ , a partir de una estimación inicial,  $\hat{x}_0^i, \hat{y}_0^i, \hat{z}_0^i$ . La subrutina empleada es la ZXMIN de IMSL.

3 - Llamar a la subrutina principal de minimización (ZXMWD de IMSL). El argumento a minimizar es la función de error calculada en 2, de 4 variables  $\hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{a}_3, \hat{a}_4$

4 - Obtener el resultado de 3: Mejor estimación de los 4 parámetros de ruido,  $a_1, a_2, a_3$  y  $a_4$ .

5 - Fin del proceso si los resultados reflejan una buena convergencia. De lo contrario, volver al paso 1 con una nueva estimación inicial de  $\hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{a}_3, \hat{a}_4$ .

Obsérvese que el método 3 es idéntico al 2 desde el punto de vista del tipo de función de error utilizada, pero no en el proceso de obtención de una estimación de los  $M$  puntos sobre la superficie. En efecto, en el método 2,  $y'_m, z'_m$  son variables en el proceso de optimización, mientras que en el método 3 sólo existen 4 variables, los 4 parámetros de ruido. La ventaja que puede a priori presentar el método 3 con respecto al 2 es la que se deriva precisamente de este proceso de obtención, es decir, el trabajar siempre con verdaderas distancias euclídeas (mínimas) entre éstos y cada punto medido.

En el siguiente apartado se realiza un estudio comparativo de los tres métodos propuestos a través de una simulación de medidas reales, obtenidas mediante la adición de errores aleatorios a  $M$  puntos escogidos sobre la superficie teórica de ruido. Ésta, a su vez, se genera a partir de los valores de parámetros de ruido suministrados por el fabricante para transistores comerciales en bandas  $S, C$  y  $X$ . También se verifica la disminución del error de extracción a medida que el número de medidas aumenta.

### 2.4.3 Simulaciones

Con el fin de someter a prueba los métodos de optimización propuestos, se han generado, en una primera fase del estudio, conjuntos de  $M$  datos que simulan otras tantas medidas reales de factor de ruido y de admitancia de fuente, y se han introducido después como datos medidos,  $x'_m, y'_m, z'_m$ , en los 3 métodos. Cada conjunto se obtiene añadiendo (con signo "+" ó "-") un determinado error *fiijo*  $\epsilon$ , que oscila entre el 0 % y el 7 %, a los  $M$  puntos calculados a partir de los datos de parámetros de ruido suministrados por el fabricante. Los parámetros de ruido seleccionados, correspondientes a transistores comerciales, están comprendidos dentro de un margen típico de variación en transistores de microondas.

El número de puntos elegido es  $M = 12$ . Los errores han sido introducidos en el factor de ruido de una manera independiente respecto a los de la admitancia. Ello responde al hecho de que las situaciones de medida correspondientes son también independientes. Los resultados de las simulaciones se resumen en las tablas (2.2) a (2.4), para los transistores HXTR 3615 de Hewlett-Packard, NE 202 y NE 710 de N.E.C., respectivamente (en [MARTORELL, 1989] se encuentra una descripción más detallada). Los métodos 2 y 3 proporcionan resultados muy similares, aunque el tiempo de ejecución es sensiblemente inferior en el 2 (aproximadamente 2'), y por ello se ha preferido presentar sus resultados conjuntamente. Los datos de parámetros de ruido suministrados por el fabricante en sus hojas de características se recogen en la tabla (2.1). Puede verse que los márgenes de  $F_{min}$  (0.35 a 2 dB),  $R_n$  (4.7 a 25  $\Omega$ ) y  $\Gamma_{opt}$  (en módulo y fase) son lo suficientemente amplios como para estudiar la sensibilidad de los tres métodos con respecto a ellos. La admitancia óptima de entrada se representa en forma de coeficiente de reflexión, por coherencia con el tipo de medida realizada en la práctica (ver apartado 2.5).

TRANSISTOR	$F_{min}(dB)$	$ \Gamma_{opt} $	$\Phi_{opt} (^\circ)$	$R_n(\Omega)$
HXTR 3615 (H.P) 2 GHz	2	0.39	-177	4.7
NE 202 (N.E.C) 2 GHz	0.35	0.84	33	25
NE 710 (N.E.C) 8 GHz	1	0.86	109	11

Tabla 2.1 - Transistores seleccionados. Datos del fabricante.

Error de entrada (%)	Error en $F_{min}$ (%)	Error en $ \Gamma_{opt} $ (%)	Error en $\Phi_{opt}$ (%)	Error en $R_n$ (%)
0	0	0	0	0
3	0	6.7	2.4	4.7
5	0.2	10.5	3.8	7.4
7	0.7	15.9	5.1	10

Tabla 2.2 (a) - Simulación para error fijo. Errores en la determinación de los parámetros de ruido. METODO 1  
Transistor HXTR 3615

Error de entrada (%)	Error en $F_{min}$ (%)	Error en $ \Gamma_{opt} $ (%)	Error en $\Phi_{opt}$ (%)	Error en $R_n$ (%)
0	0	0	0	0
3	0	6.1	2.6	5.1
5	0	9.5	4.1	8.5
7	0.2	14.4	5.5	11.7

Tabla 2.2 (b) - Simulación para error fijo. Errores en la determinación de los parámetros de ruido. METODOS 2 y 3  
Transistor HXTR 3615

Error de entrada (%)	Error en $F_{min}$ (%)	Error en $ \Gamma_{opt} $ (%)	Error en $\Phi_{opt}$ (%)	Error en $R_n$ (%)
0	0	0	0	0
3	2.5	9.6	2.7	2.8
5	-	-	-	3.2

*Tabla 2.3 (a)* - Simulación para error fijo. Errores en la determinación de los parámetros de ruido. METODO 1  
Transistor NE 202

Error de entrada (%)	Error en $F_{min}$ (%)	Error en $ \Gamma_{opt} $ (%)	Error en $\Phi_{opt}$ (%)	Error en $R_n$ (%)
0	0	0	0	0
3	3.2	8.4	1.5	4.8
5	-	16.9	4.2	12.8

*Tabla 2.3 (b)* - Simulación para error fijo. Errores en la determinación de los parámetros de ruido. METODOS 2 y 3  
Transistor NE 202

Error de entrada (%)	Error en $F_{min}$ (%)	Error en $ \Gamma_{opt} $ (%)	Error en $\Phi_{opt}$ (%)	Error en $R_n$ (%)
0	0	0	0	0
3	0.2	6.4	1.6	11.5
5	2.3	-	-	18.7
5	2.0	-	-	20

Tabla 2.4 (a) - Simulación para error fijo. Errores en la determinación de los parámetros de ruido. METODO 1  
Transistor NE 710

Error de entrada (%)	Error en $F_{min}$ (%)	Error en $ \Gamma_{opt} $ (%)	Error en $\Phi_{opt}$ (%)	Error en $R_n$ (%)
0	0	0	0	0
3	0	3.4	1.0	8.1
5	2.9	15.1	2.6	14.9
5	2.9	-	-	14.8

Tabla 2.4 (b) - Simulación para error fijo. Errores en la determinación de los parámetros de ruido. METODOS 2 y 3  
Transistor NE 710

De los resultados resumidos en las tablas (2.2) a (2.4) se pueden extraer algunas conclusiones con respecto a los 3 métodos de optimización propuestos:

1 - Las admitancias de fuente escogidas deben rodear el punto  $\Gamma_{opt}$  para que la información relativa a  $F_{min}$  y  $\Gamma_{opt}$  sea lo más completa posible.

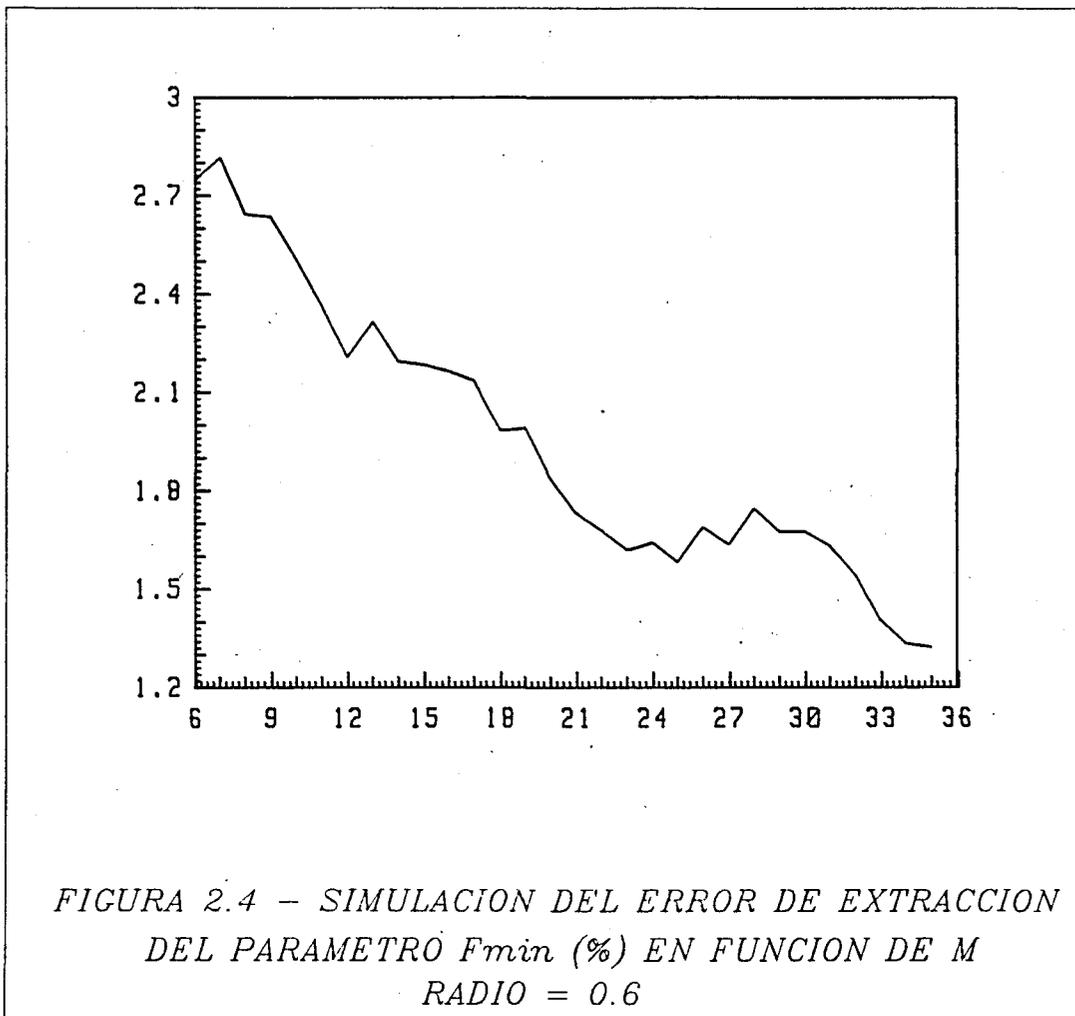
2 - *Parámetro  $\Gamma_{opt}$* . Si los errores de medida superan una cierta cota, que depende de los parámetros de ruido del transistor considerado, los métodos no pueden converger a un punto razonable y proporcionan un valor final de módulo cercano a 1. Sin embargo, la fase del mismo es muy poco sensible a los errores de medida.

3 - Para igual error de medida, el parámetro  $F_{min}$  se extrae con menos error si  $R_n$  es baja. Como  $R_n$  es una medida de la pendiente de la superficie de ruido, se puede concluir que, para un mismo transistor, se obtendrán mejores estimaciones de  $F_{min}$  cuanto más abierta sea la superficie, lo cual ocurre, en general, a frecuencias elevadas.

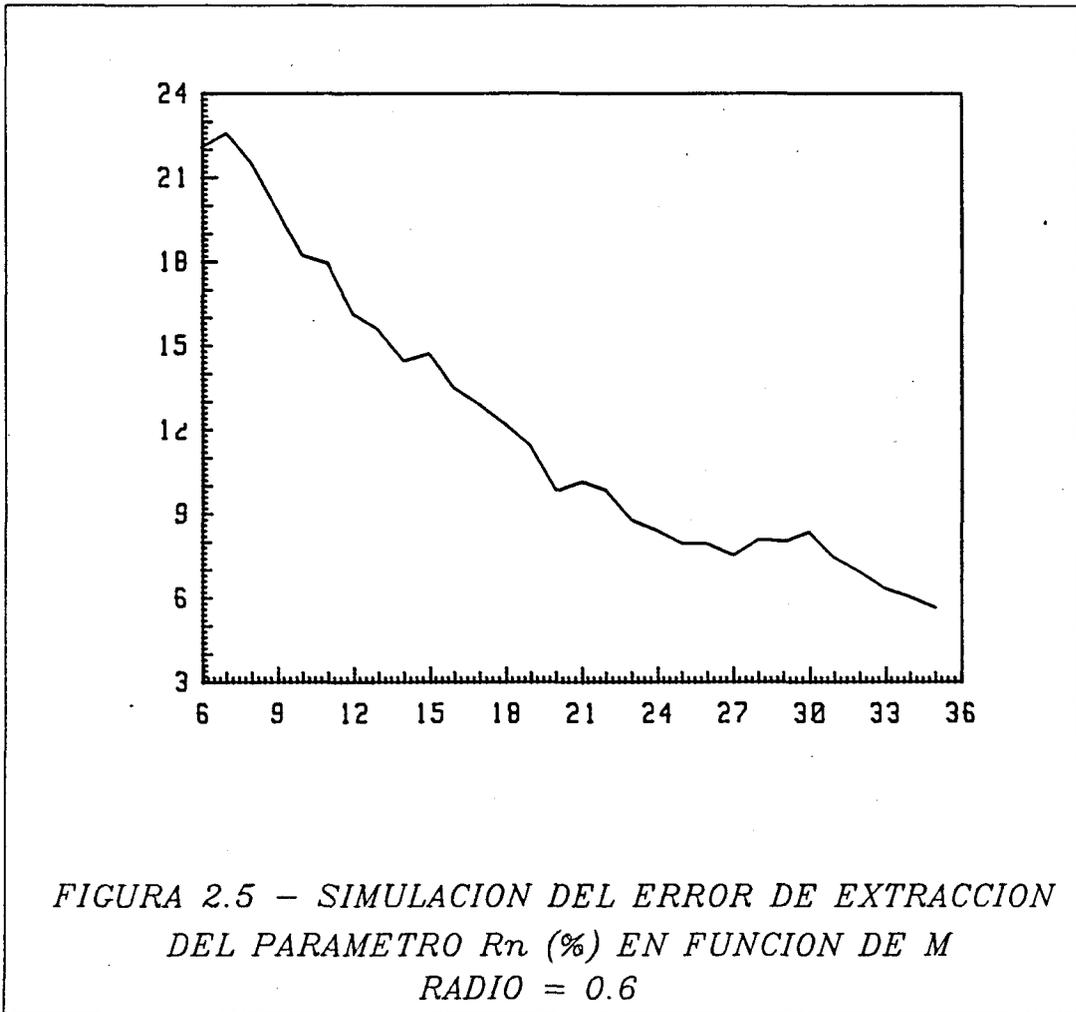
4 - El segundo y tercer métodos proporcionan mejores resultados que el primero, en especial para  $R_n$  y  $\Gamma_{opt}$  aunque la diferencia no es muy notable.

5 - Es deseable que el sistema de medida no proporcione errores relativos superiores al 5 %.

En una segunda fase de este estudio se ha considerado la evolución del error (porcentual) de extracción de los parámetros de ruido en función del número de medidas. Para ello se han generado nuevamente conjuntos de  $M$  datos (con  $M$  comprendido entre 6 y 36) que simulan otras tantas medidas reales de factor de ruido y de coeficiente de reflexión de fuente, y se han introducido después como datos medidos,  $x_m^t, y_m^t, z_m^t$ , en los métodos de optimización. A diferencia del caso anterior, cada conjunto se obtiene ahora añadiendo un error  $\epsilon$  con *distribución aleatoria* de tipo *gaussiano*, a los  $M$  puntos calculados a partir de los datos de parámetros de ruido suministrados por el fabricante.



La razón de utilizar dicha distribución estriba en el hecho de que el error en las medidas reales de laboratorio se va a comportar así, con tal de que el número de medidas sea suficientemente grande. Aún no cumpliéndose esta condición en cuanto al número de medidas, es necesario establecer alguna hipótesis respecto a la aleatoriedad del error introducido, con el fin de observar tendencias claras (no "ruidosas") en el comportamiento del error de extracción con respecto al número de medidas  $M$ .



El valor del error es fijo, entendiéndose como tal que su valor medio se mantiene constante con el número de medidas  $M$ . Al ser la distribución gaussiana, se cumplirá que el 68 % de los valores generados estarán a una distancia de una desviación típica del valor medio. Los transistores seleccionados para esta nueva simulación son los mismos que en la anterior. Especial atención se ha prestado también a la elección de los  $M$  coeficientes de reflexión de fuente utilizados en la simulación. Los puntos se han generado en el interior de un determinado radio alrededor de  $\Gamma_{opt}$  mediante los siguientes criterios:

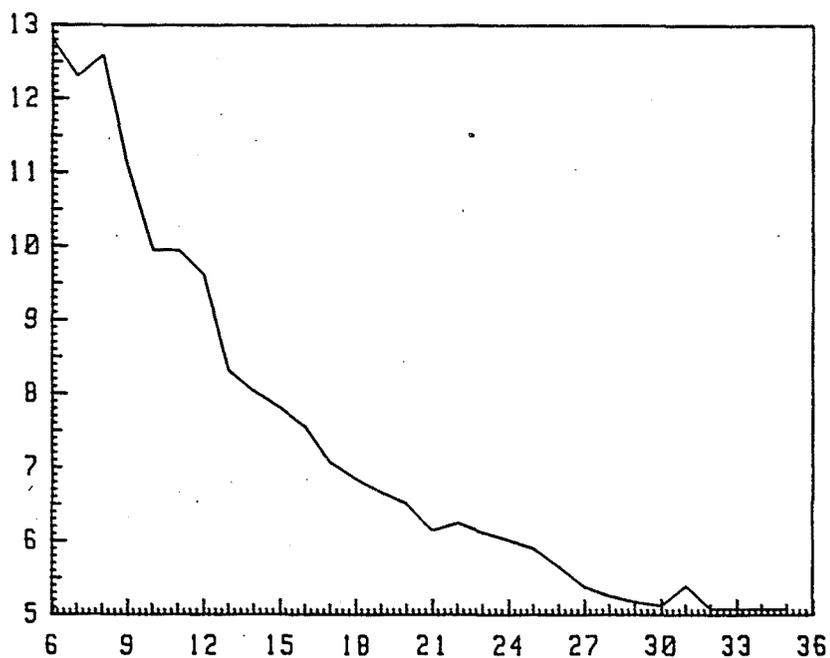
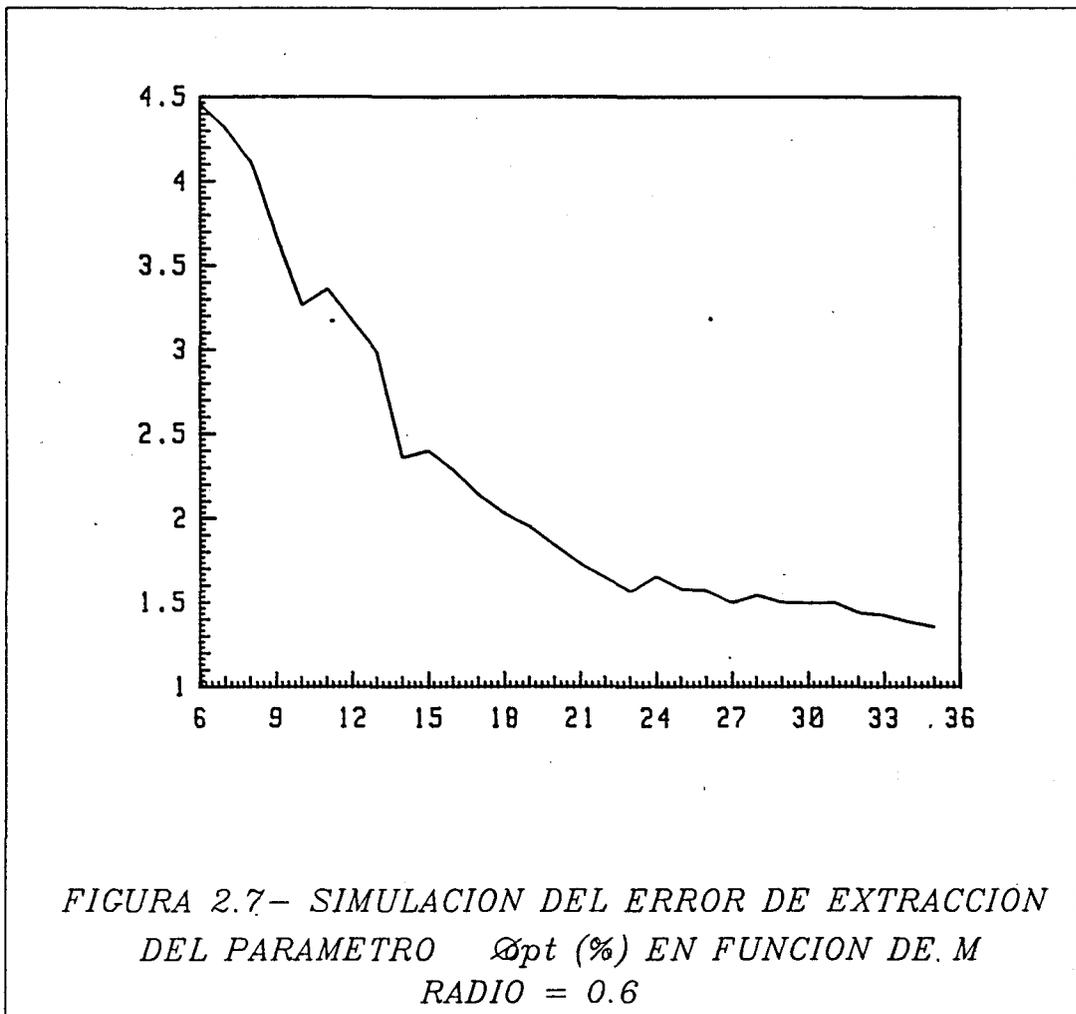
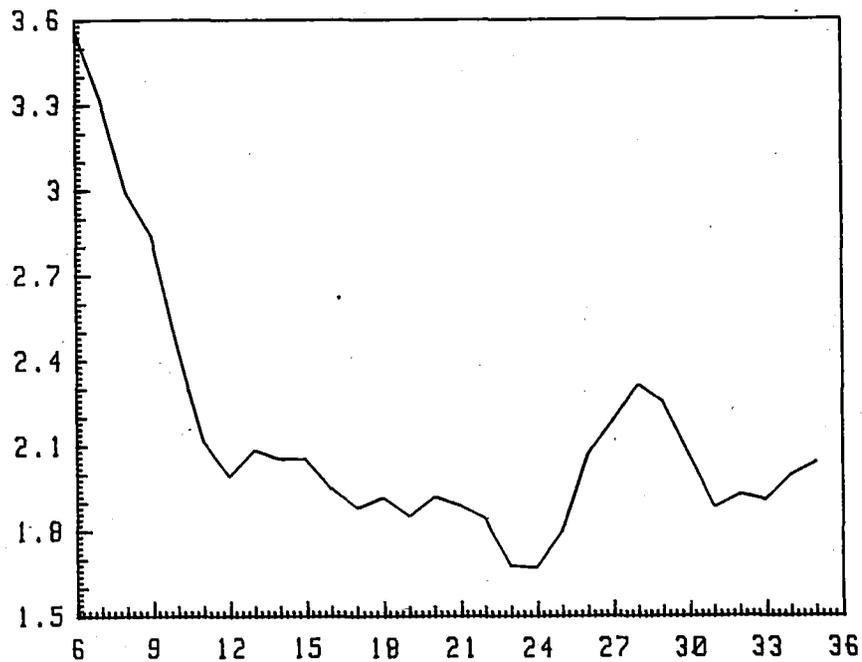


FIGURA 2.6- SIMULACION DEL ERROR DE EXTRACCION DEL PARAMETRO  $|\Gamma_{opt}|$  (%) EN FUNCION DE M RADIO = 0.6

- 1 - *Equidistribución*. Situar el siguiente punto de la distribución en la zona menos poblada hasta el momento.
- 2 - *Simetría*. Equilibrio de la situación de los distintos puntos respecto a coeficiente de reflexión óptimo,  $\Gamma_{opt}$
- 3 - *Uniformidad*. Independientemente de  $M$ , la distribución debe ser lo más uniforme posible sobre la carta de Smith.

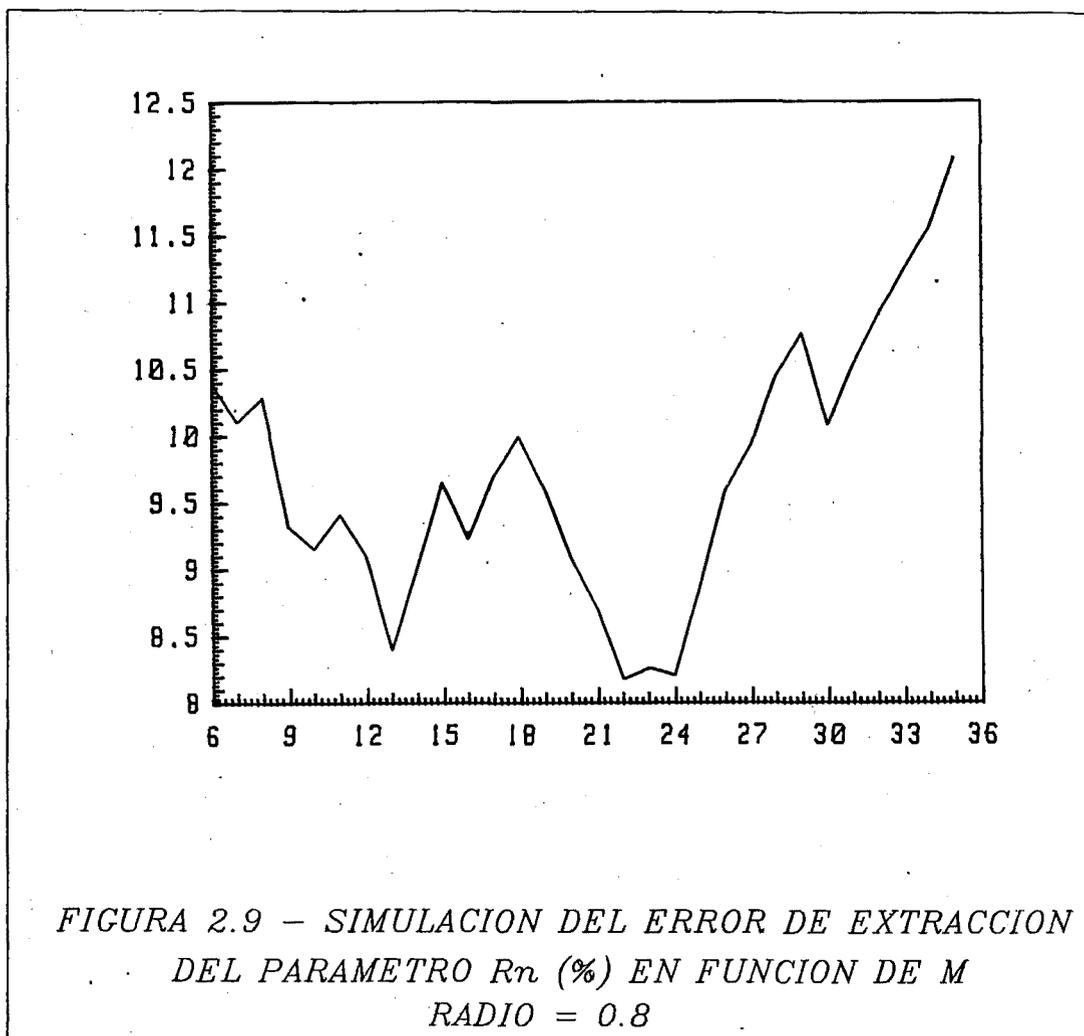


Con el fin de que los resultados obtenidos sean lo más significativos posible, se han realizado dos operaciones estadísticas adicionales, normales en esta clase de estudios [MITAMA, 1979; CALANDRA, 1984]. Primero se han promediado los datos procedentes de diversas simulaciones (averaging). A continuación se ha efectuado un alisado de la característica obtenida (smoothing), mediante promediado de medidas contiguas.



*FIGURA 2.8 - SIMULACION DEL ERROR DE EXTRACCION DEL PARAMETRO  $F_{min}$  (%) EN FUNCION DE M  
RADIO = 0.8*

De esta manera se consigue reducir la inestabilidad y "ruido" inherentes a la aleatoriedad del proceso de generación del error gaussiano. En la figuras (2.4) a (2.7) se presentan los errores de extracción en función del número de medidas, obtenidos como resultado de las simulaciones realizadas con los criterios mencionados anteriormente, incluyendo promediado (25 simulaciones) y alisado (por medias móviles). El error introducido en las medidas tiene valor medio del 5 %. Todos los datos se refieren al transistor HXTR 3615 y a una "nube" de puntos centrada en  $\Gamma_{opt}$  y de radio 0.6 (tomando el radio de la carta de Smith como 1).

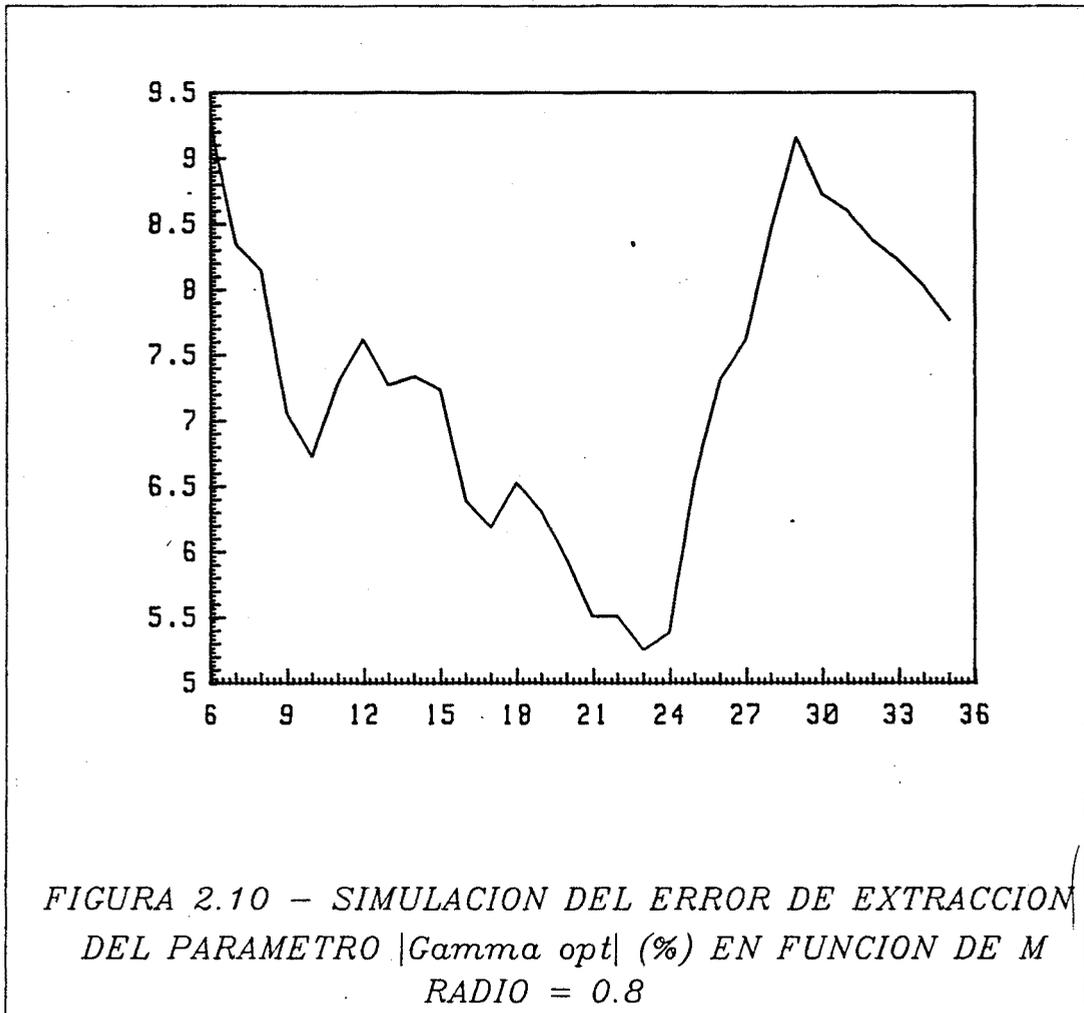


También se han realizado simulaciones para otros radios. Las figuras (2.8) a (2.11) muestran los resultados para un radio de 0.8 y el mismo error de entrada.

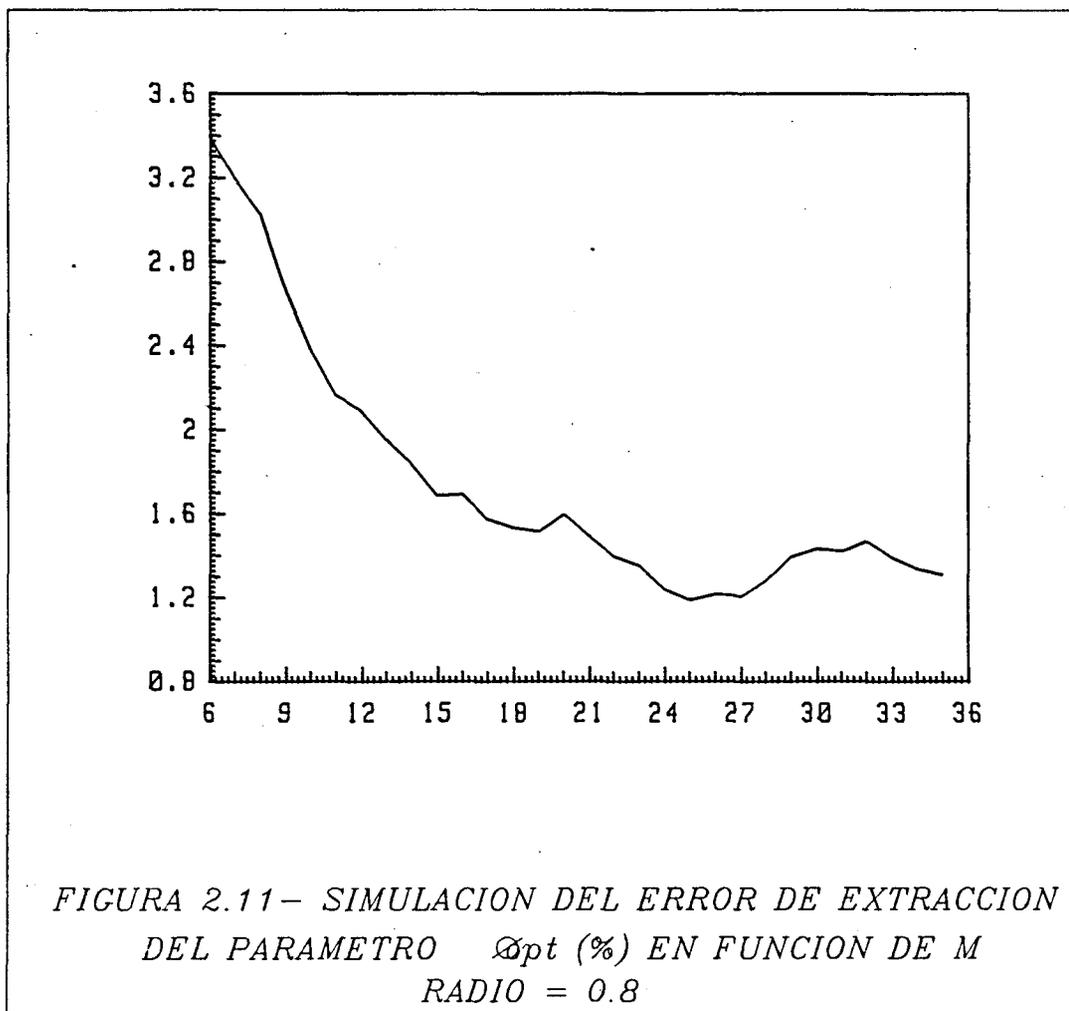
En las figuras (2.12) a (2.15) se estudia la evolución del error con el número de medidas para los mismos valores del radio, error de entrada y parámetros  $F_{min}$  y  $\Gamma_{ops}$  pero con  $R_n$  diferente ( $R_n = 20\Omega$ ).

En la figura (2.16) se representa el error de extracción de  $R_n$  para el caso particular en que el radio es 0.4.

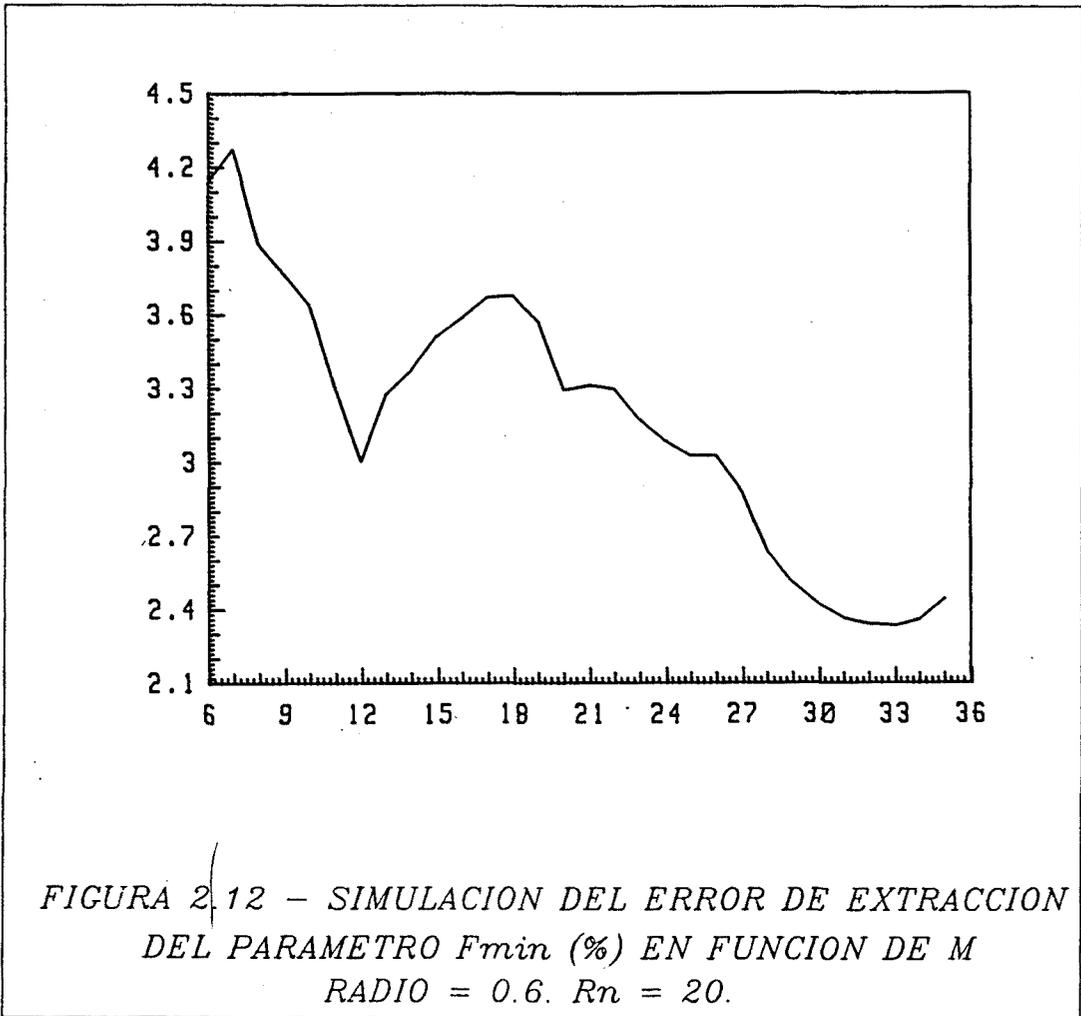
A la vista de estos resultados, algunas conclusiones con respecto al proceso de extracción de los parámetros de ruido son las siguientes:



1 - Parámetro  $F_{min}$ . El error de extracción presenta un claro comportamiento decreciente con el número de medidas, y a tender a un valor asintótico. Junto con  $\Phi_{opt}$ , es el parámetro que se extrae con menor error (valores asintóticos inferiores al error de entrada, 5%). También es poco sensible al radio de la nube de puntos. Se verifica la conclusión de las anteriores simulaciones respecto a un ligero empeoramiento al aumentar  $R_r$



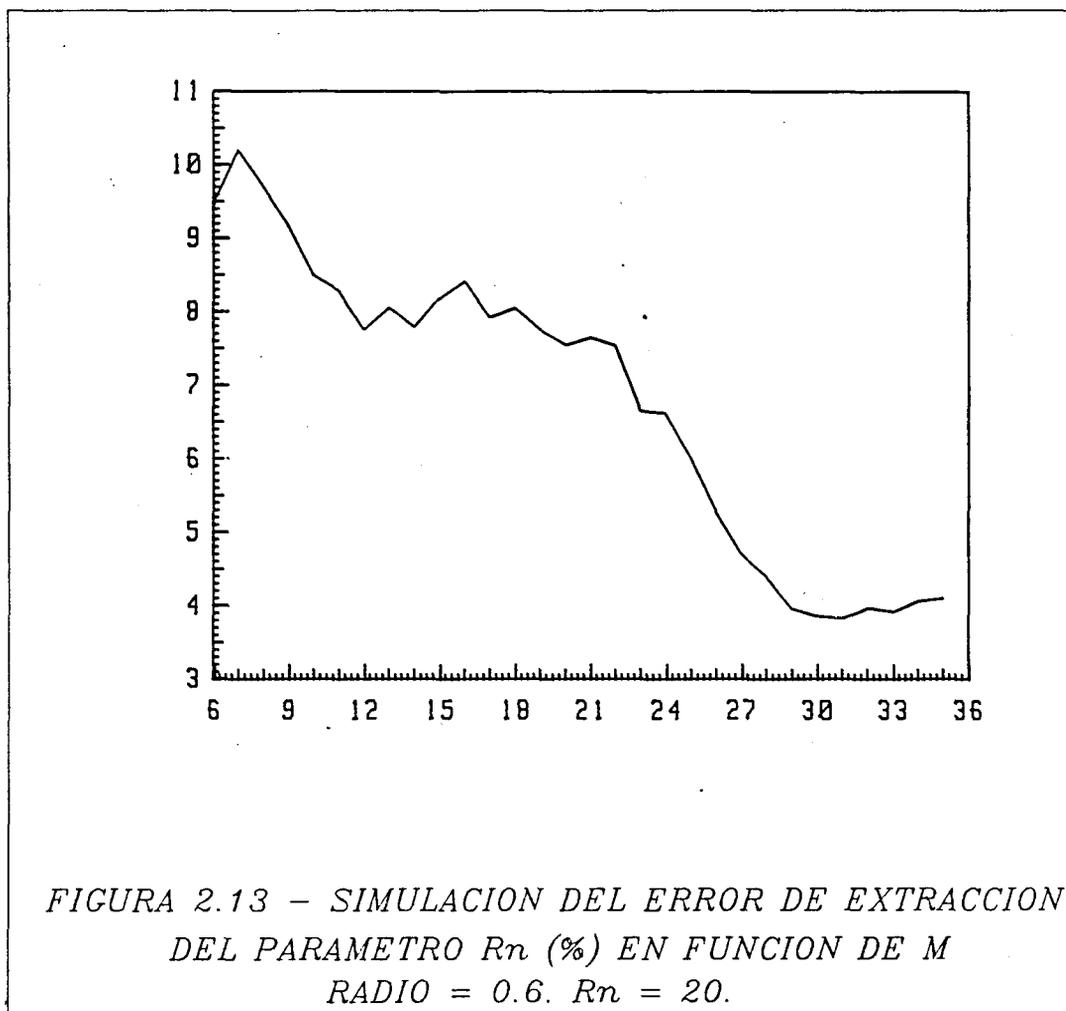
2 - Parámetro  $R_n$  El error de extracción sólo presenta un claro comportamiento decreciente con el número de medidas cuando el radio es 0.6. Para radios superiores, el error disminuye para  $M$  bajo pero aumenta para  $M$  alto. Este aumento puede deberse, sin embargo, a la particular distribución de los puntos en la carta de Smith. También puede constatarse (figura (2.16)) que el error aumenta considerablemente para radios pequeños. Ello es lógico si nos damos cuenta de que, en este caso, hay "poca" información sobre la pendiente de la superficie, puesto que todas las medidas se sitúan en torno del óptimo (recordemos que  $R_n$  es una medida de la pendiente de la superficie de ruido, específicamente, la pendiente del plano asintótico de la misma,



según puede deducirse de la expresión (2.1)). Es necesario, pues, un radio mínimo. Por último, el error decrece al aumentar  $R_n$

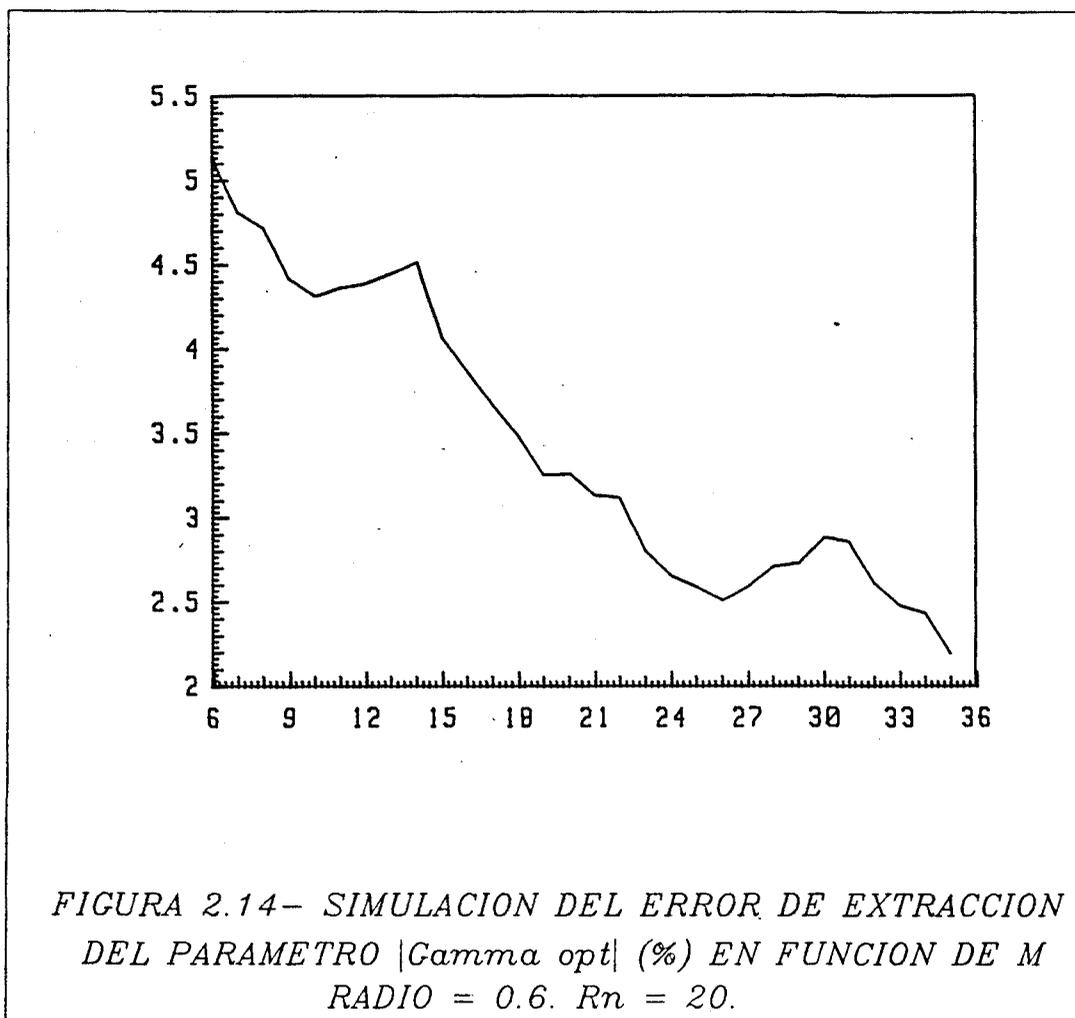
3 - *Parámetro*  $|\Gamma_{opt}|$ . El comportamiento es parecido a  $R_n$ . De nuevo, el error de extracción sólo presenta un claro comportamiento decreciente con el número de medidas cuando el radio es 0.6. Para radios superiores, el error disminuye para  $M$  bajo pero aumenta para  $M$  alto.

4 - *Parámetro*  $\Phi_{opt}$ . Es de comportamiento similar a  $F_{min}$ . El error es ligeramente inferior para el radio de 0.8, y crece para valores de  $R_n$  crecientes.

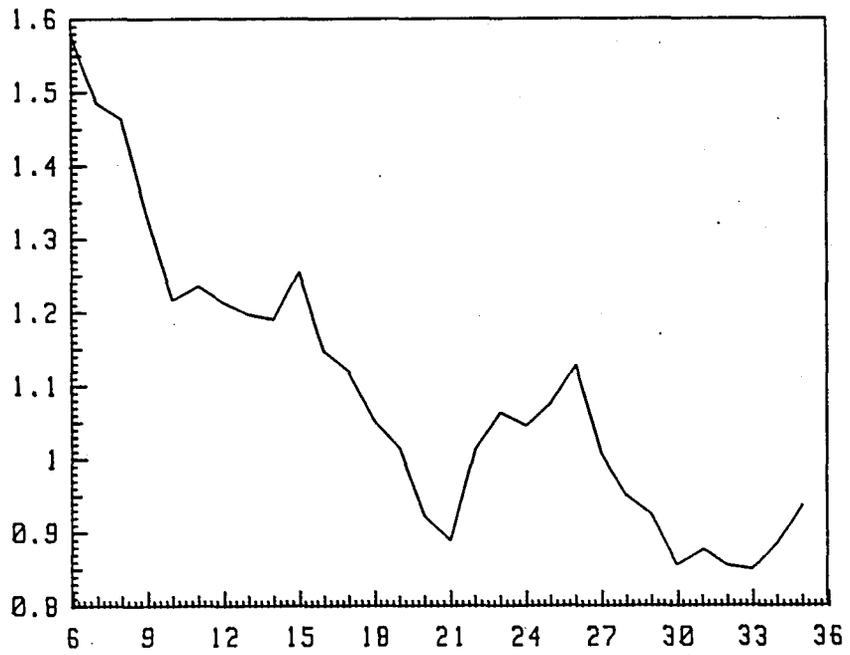


5 - Si el radio de la nube de puntos y la distribución de éstos es adecuada, el número mínimo de medidas necesario para producir errores aceptables se sitúa en torno a 10. La disminución del error es poco significativa por encima de 18-20 medidas. Por encima de 30 medidas, la variación es prácticamente nula. Estas cotas pueden servir de guía para decidir, en cada caso, cual es el número óptimo.

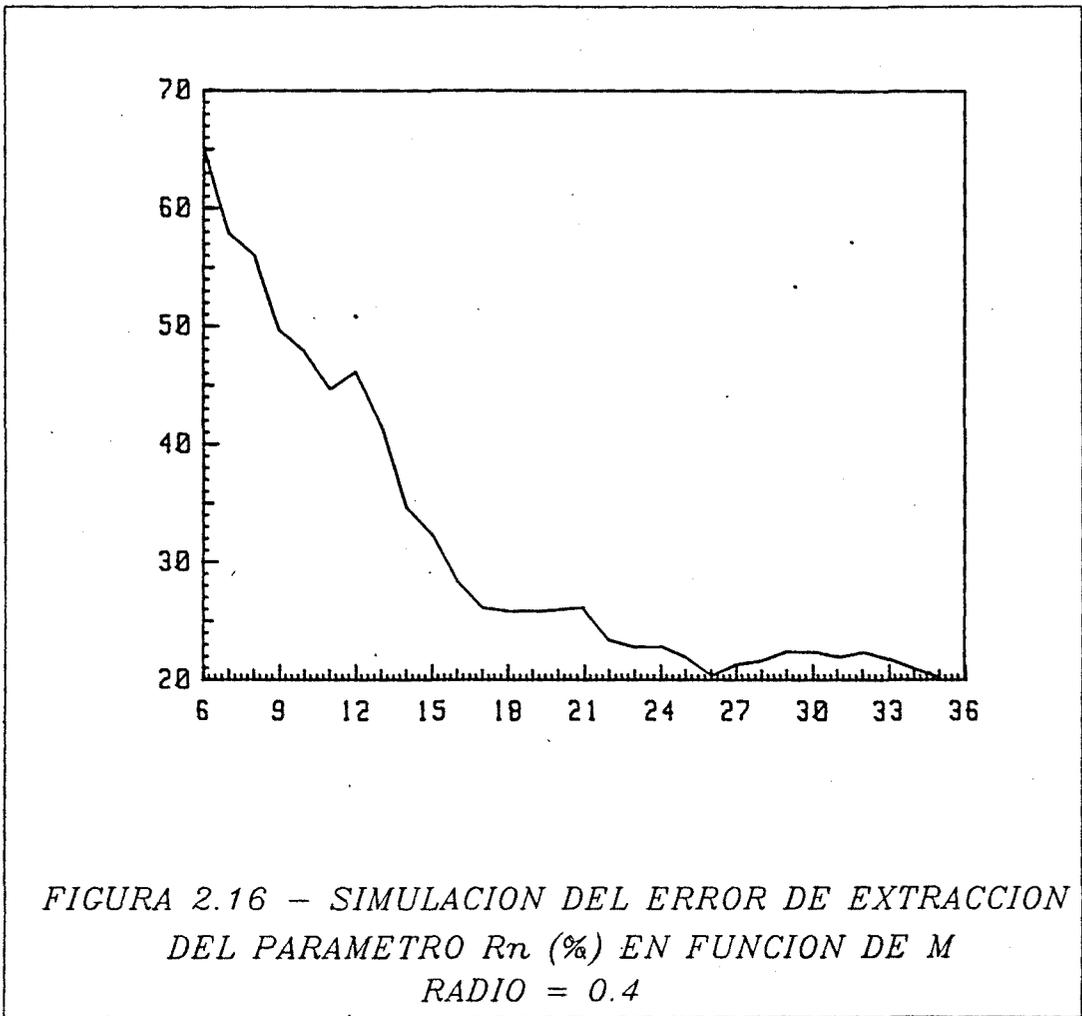
5 - La distribución de puntos sobre la carta de Smith debe ser lo más uniforme y simétrica posible respecto al punto  $\Gamma_{opt}$ . Los puntos situados en zonas alejadas de éste también son importantes para la correcta recuperación de los parámetros, en especial  $R_n$ .



En el próximo apartado se comentan los resultados experimentales para el transistor HXTR 3615 a 2 GHz, poniendo un acento especial en la comparación de los métodos de optimización presentados en el presente apartado 2.4 y en el estudio del comportamiento de la formulación de extracción del factor de ruido del dispositivo a partir de medidas no corregidas, propuesta en el apartado anterior, 2.3. También se estudia la evolución del error de extracción (tomando como referencia los datos del fabricante) con el número de medidas.

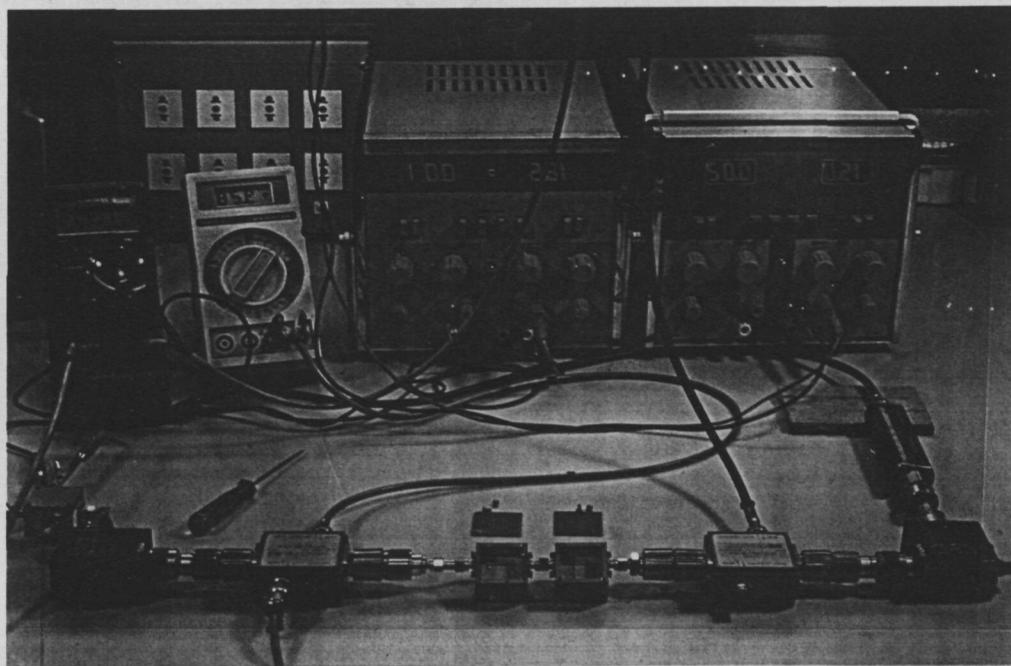


*FIGURA 2.15 - SIMULACION DEL ERROR DE EXTRACCION  
DEL PARAMETRO  $\phi_{pt}$  (%) EN FUNCION DE M  
RADIO = 0.6.  $Rn = 20$ .*



## 2.5 RESULTADOS EXPERIMENTALES A 2 GHz

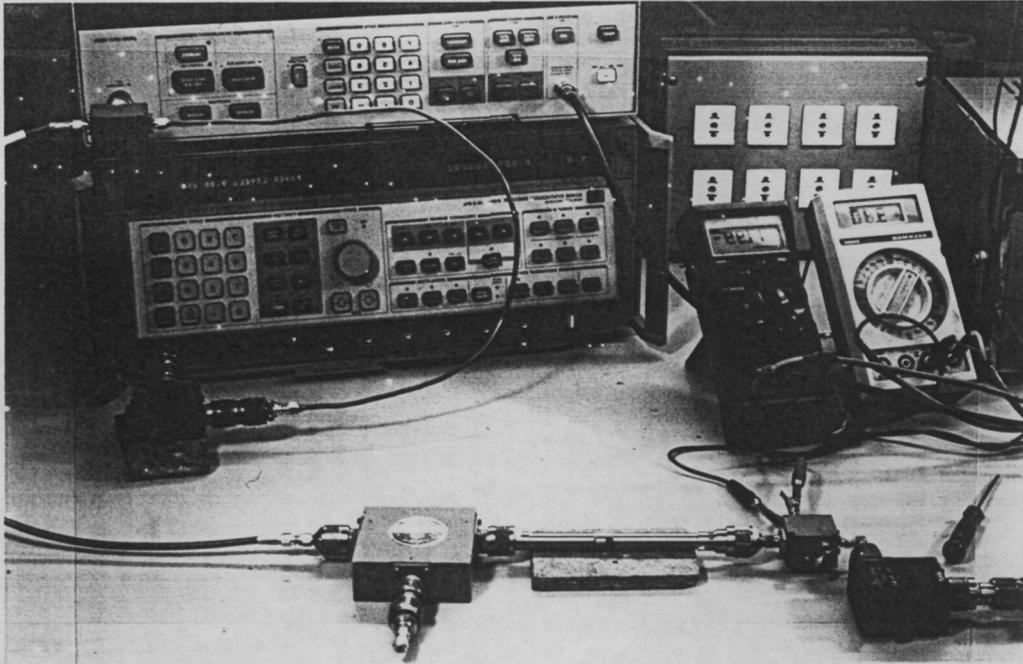
En base a la formulación presentada en el apartado 2.3, se construyó una cadena de medida para la extracción de parámetros de ruido a 2 GHz, con el fin de evaluar el comportamiento de los métodos de optimización, y de la misma formulación. El esquema de medida es el que se representa en la figura (2.3). Con el fin de disminuir en lo posible los errores de medida, provocados por posibles inestabilidades del propio medidor en el tiempo, ó en los diferentes elementos que componen la cadena de medida (osciladores locales y mezcladores), se incorporaron dos amplificadores de bajo ruido en cascada a la entrada del medidor, formando parte de éste.



*FIGURA 2.17 – MEDIDA DE PARAMETROS DE RUIDO A 2 GHz. MONTAJE EXPERIMENTAL*

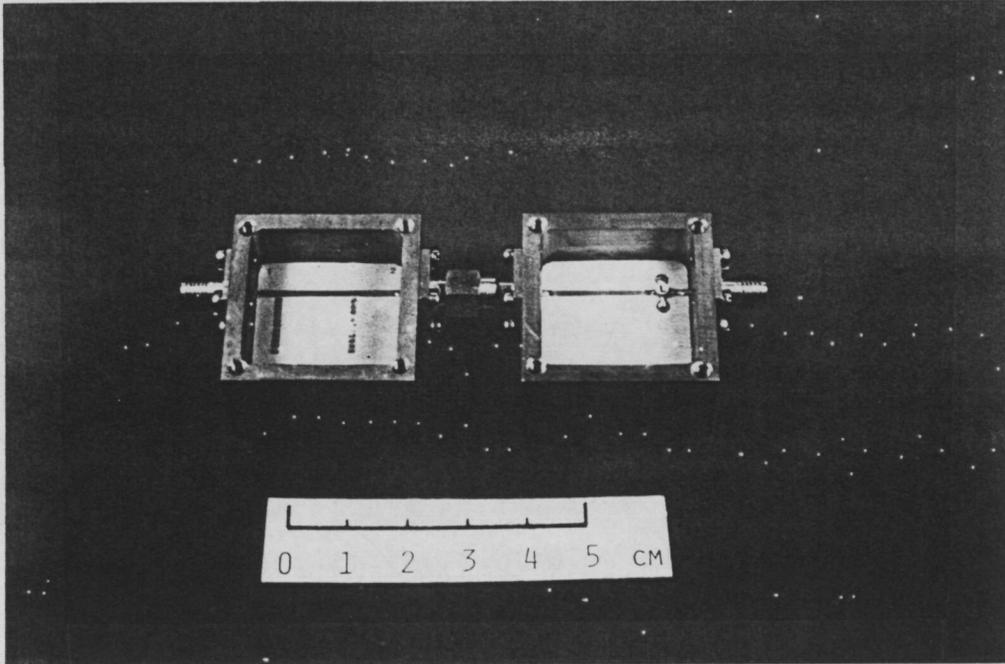
Así, se consiguió disminuir el factor de ruido de toda la cadena de medida en la disposición de *calibración* hasta 3.4 dB. La ganancia combinada de los amplificadores, aproximadamente 20 dB, garantizaba una buena estabilidad de los valores del factor

de ruido de la cadena (en calibración y medida) durante el proceso de medición. Estabilidad y factores de ruido pequeños en calibración son dos requerimientos clave para la precisión de los parámetros extraídos. En las figuras (2.17) y (2.18) se pueden ver detalles de la disposición de medida.



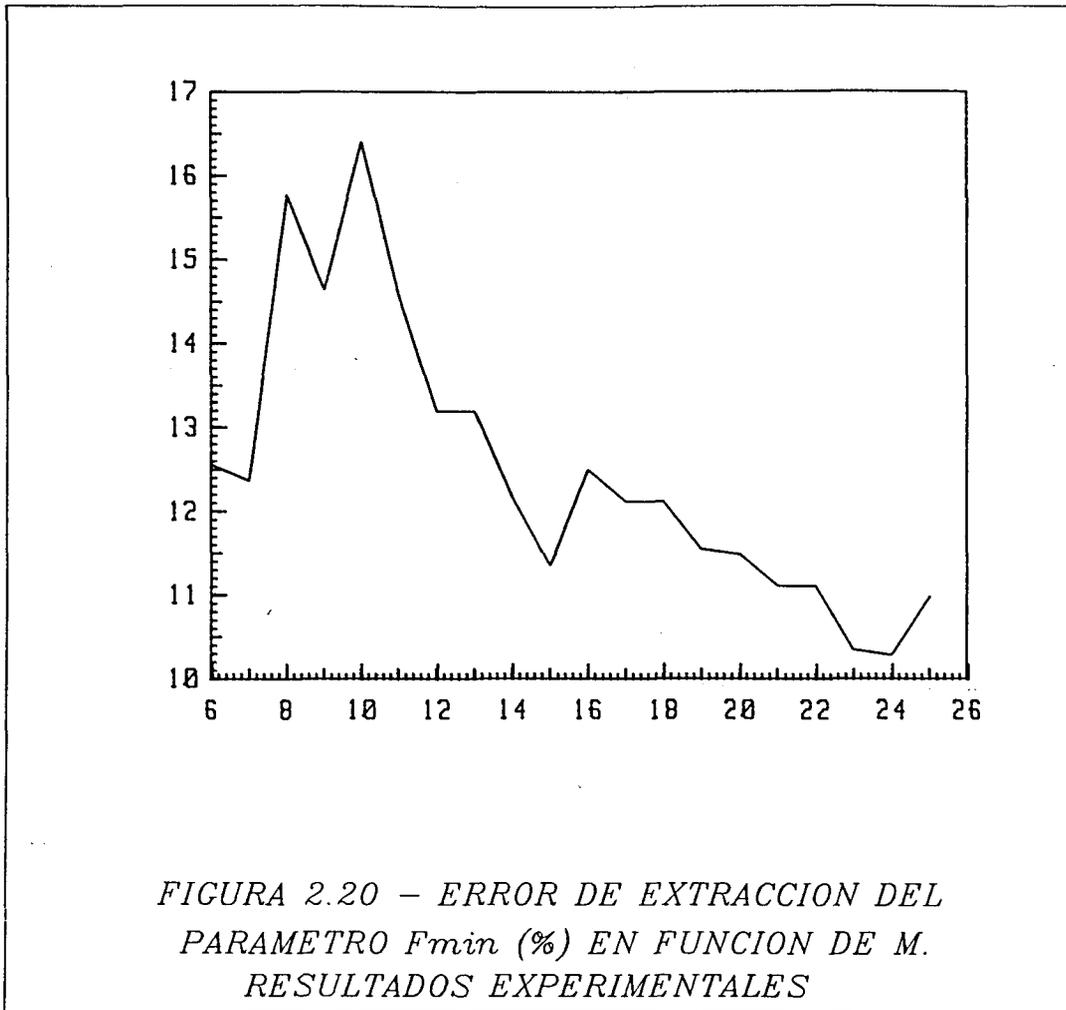
*FIGURA 2.18- MEDIDA DE PARAMETROS DE RUIDO A  
2 GHz. MONTAJE EXPERIMENTAL.  
DETALLE*

La red sintonizadora se realizó mediante un doble stub ajustable en microstrip. El sustrato elegido, epsilam-10, permite una mayor compacidad a la frecuencia de trabajo (ver figura (2.19)). Se efectuaron las medidas sobre el transistor HXTR 3615, mencionado en las simulaciones del apartado anterior. Con el fin de comparar el método propuesto, basado en la formulación del apartado 2.3, con el método tradicional, basado en datos corregidos por el propio medidor de factor de ruido, se realizaron ambos tipos de medidas sobre el mismo transistor.



*FIGURA 2.19- MEDIDA DE PARAMETROS DE RUIDO A 2 GHz. RED SINTONIZADORA Y DISPOSITIVO (TRANSISTOR HXTR 3615)*

Los resultados de la extracción, utilizando los tres métodos de optimización, se resumen en la tabla (2.5). Tomando como referencia los datos suministrados por el fabricante, puede observarse que el parámetro que se obtiene con menor error es, tal como predicen las simulaciones,  $F_{\min}$ . Otra conclusión es la similitud entre los resultados obtenidos por ambos métodos (el basado en la formulación del apartado 2.3, y el basado en medidas de factor de ruido corregidas por el propio medidor), aunque los resultados obtenidos a partir de la formulación se apartan algo menos de los del fabricante. Ello nos impide decantarnos claramente por uno u otro método, y sólo los resultados de medidas de amplificadores diseñados a partir los datos obtenidos, puede justificar la elección de uno de ellos. En todo caso, es importante haber demostrado en la práctica la viabilidad del método propuesto, y su presumible mejora en la precisión de los resultados.

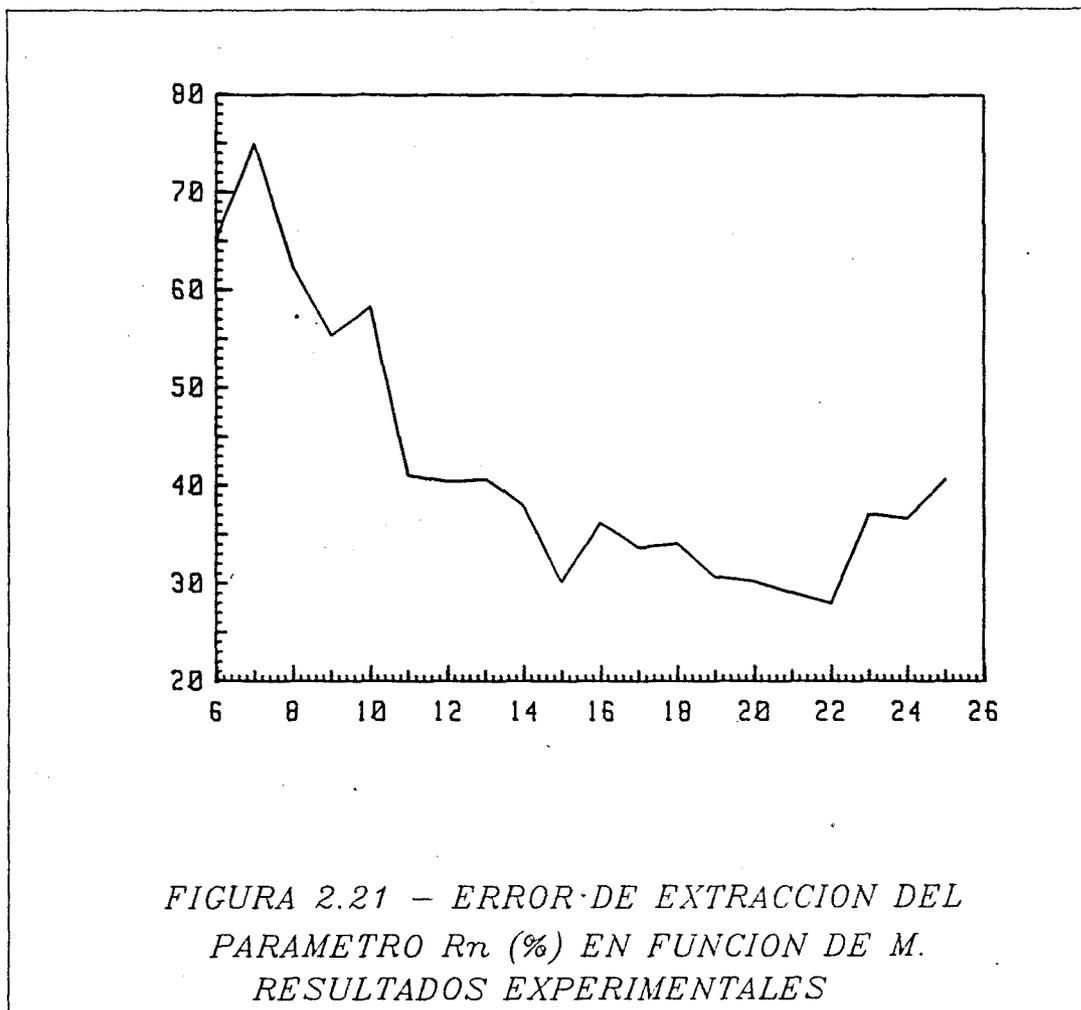


PROCESO DE MEDIDA Y DE EXTRACCION	Error en $F_{min}$ (%)	Error en $ \Gamma_{opt} $ (%)	Error en $\Phi_{opt}$ (%)	Error en $R_n$ (%)
METODO 1 FORMULACION	1.8	34.9	9.4	17
METODOS 2 Y 3 FORMULACION	1.8	30.3	8.6	6.4
METODO 1 CORRECCION POR EL MEDIDOR	1.6	25.6	9.7	4.26
METODOS 2 Y 3 CORRECCION POR EL MEDIDOR	1.4	22.3	8.9	12.8

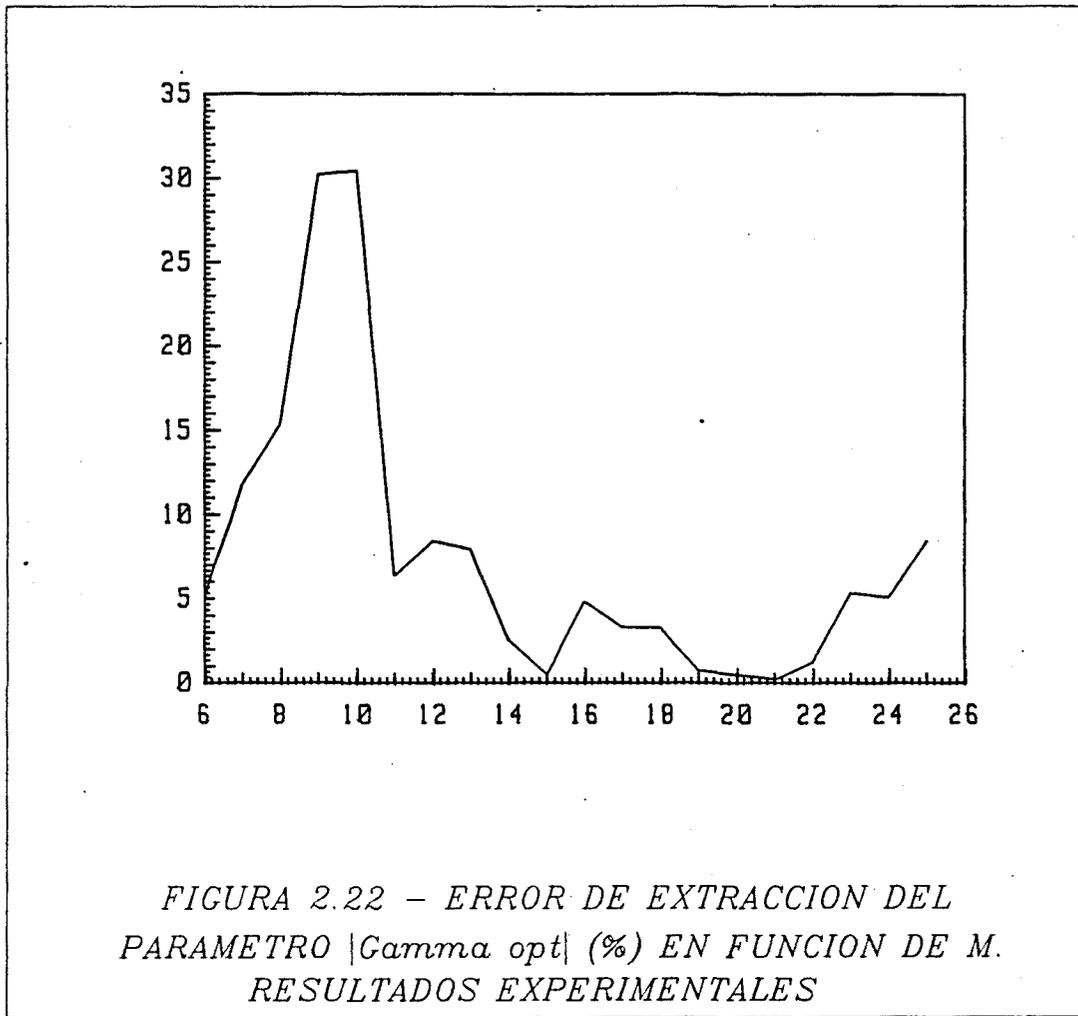
*Tabla 2.5* - Resultados experimentales. Errores en la determinación de los parámetros de ruido. Referencia: datos del fabricante. METODOS 1, 2 y 3. Extracción del factor de ruido por la formulación y por el medidor.

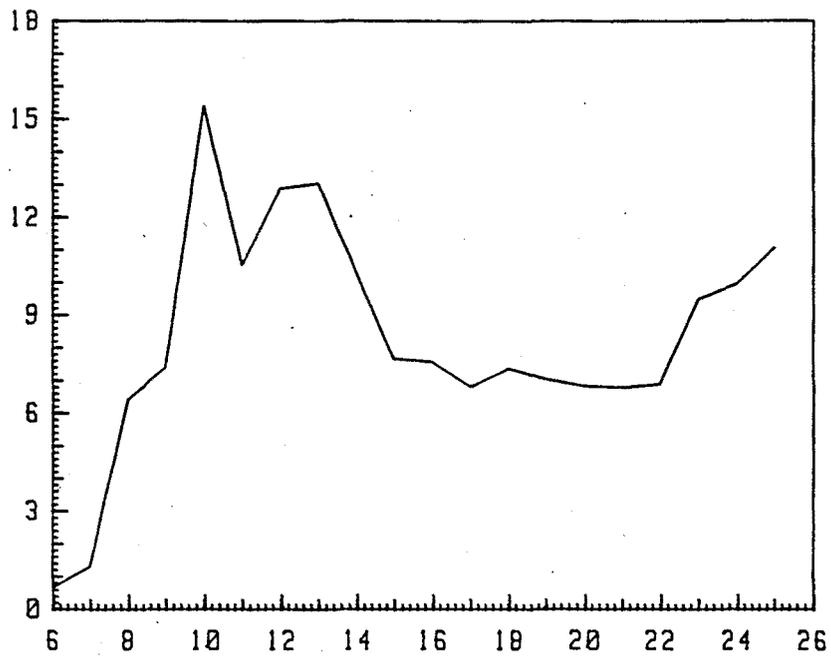
Transistor HXTR 3615

Por último se realizó un estudio de la evolución del error porcentual de extracción (tomando siempre como referencia los datos suministrados por el fabricante) con el número de medidas. Se realizaron un total de 26 medidas para distintos coeficientes de reflexión de fuente. En las figuras (2.20) a (2.23) se representa el error (%) de extracción para los distintos parámetros de ruido en función del número de medidas, agrupadas según los 3 criterios expuestos en 2.4.3, entre 6 y 26.



Las conclusiones que se pueden extraer están en la línea de las expuestas para las simulaciones en 2.4.3. En efecto, se comprueba que  $F_{min}$  y  $\Phi_{opt}$  son los parámetros que se extraen con menor error, que la evolución del error es, en general, decreciente con el número de medidas, tendiendo a algún valor asintótico, y que el número óptimo de medidas se sitúa en torno de 15. El elevado error en la extracción de  $R_n$  se debe probablemente a una variación sistemática de dicho parámetro con respecto al indicado por el fabricante, debido a la elevada temperatura registrada en la zona en que se efectuó la medida. Cabe observar que los coeficientes de reflexión de fuente presentados al transistor no estaban distribuidos de forma óptima según los criterios anteriormente enunciados, lo cual explica, en parte, el comportamiento ligeramente creciente de las gráficas para un número elevado de medidas (mayor que 25).





*FIGURA 2.23 - ERROR DE EXTRACCION DEL  
PARAMETRO  $\phi_{pt}$  (%) EN FUNCION DE  $M$   
RESULTADOS EXPERIMENTALES*

APENDICE II-1 DEFINICION DE SIMBOLOS EMPLEADOS EN LA FORMULACION DE EXTRACCION DEL FACTOR DE RUIDO A PARTIR DE MEDIDAS NO CORREGIDAS DE FACTOR DE RUIDO (APARTADO 2.3.2)

$Y$	Factor Y (situación de medida)
$Y(cal)$	Factor Y (situación de calibración)
$T_o$	Temperatura de referencia
$T_c$	Temperatura de fuente (fría)
$T_h$	Temperatura de fuente nominal (caliente)
$T_{hr}$	Temperatura de fuente real (caliente)
$T_{ed}$	Temperatura de ruido (dispositivo)
$T_{et}$	Temperatura de ruido (total)
$T'_{em}$	Temperatura de ruido (medidor)
$T_{em}$	Temperatura de ruido (cadena formada por el aislador de salida y el medidor)
$T_{e1}$	Temperatura de ruido (cadena formada por el aislador de entrada, sintonizador y dispositivo)
$F_d$	Factor de ruido (dispositivo)
$G_{aa}$	Ganancia disponible (aislador de entrada)
$G_{aa'}$	Ganancia disponible (aislador de salida)
$G_{ad}$	Ganancia disponible (dispositivo)
$G_{ax}$	Ganancia disponible (red sintonizadora)
$G_{as}$	Ganancia disponible (cadena formada por el aislador de entrada y la red sintonizadora)
$T_{el}^{ind(cal)}$	Temperatura de ruido indicada (total) en calibración
$T_{el}^{ind}$	Temperatura de ruido indicada (total) en medida

$F_{t(cal)}^{ind}$	Factor de ruido indicado (total) en calibración
$F_t^{ind}$	Factor de ruido indicado (total) en medida
$\Gamma_{sc}$	Coficiente de reflexión de fuente (frío)
$\Gamma_{sh}$	Coficiente de reflexión de fuente (caliente)
$\Gamma_{\theta}$	Coficiente de reflexión de salida de la red sintonizadora
$\Gamma_2$	Coficiente de reflexión de salida del dispositivo
$[S_{ij}^d]$	Parámetros S del dispositivo
$[S_{ij}^x]$	Parámetros S de la red sintonizadora
$[S_{ij}^a]$	Parámetros S del aislador de entrada
$[S_{ij}^{a'}$	Parámetros S del aislador de salida
$B$	Ancho de banda del sistema de medida (mucho menor que el del dispositivo)
$k$	Constante de Boltzmann

APENDICE II-2 FACTOR DE RUIDO Y TEMPERATURA DE RUIDO EQUIVALENTE DE UN CUADRIPOLO PASIVO

En la figura (2.A.1) se representa un cuadripolo pasivo en equilibrio térmico a temperatura ambiente,  $T_{amb}$ , que suponemos igual a la temperatura fría de la fuente de ruido,  $T_c$  insertado entre dos cargas pasivas a la misma temperatura, cuyos coeficientes de reflexión son  $\Gamma_c, \Gamma_L$ . Las potencias de ruido térmico entregadas a la entrada y a la salida del cuadripolo (planos 1 y 2) son:

$$W_1 = kT_c B M(\Gamma_c, \Gamma_1)$$

$$W_2 = kT_c B M(\Gamma_2, \Gamma_L) = G_p(W_1 + kT_e B M(\Gamma_c, \Gamma_1))$$

donde  $T_e$  es la temperatura equivalente de ruido del cuadripolo (referida a su entrada),  $M$  es el factor de desadaptación (definido en la expresión (1.20)) que relaciona potencias entregadas con disponibles, y  $G_p$  es la ganancia de potencia del dispositivo. Substituyendo la primera de las anteriores ecuaciones en la segunda y despejando la temperatura de ruido, se obtiene:

$$T_e = T_c \left[ \frac{M(\Gamma_2, \Gamma_L)}{M(\Gamma_c, \Gamma_1) G_p} - 1 \right] = T_c \left[ \frac{1}{G_a} - 1 \right]$$

donde  $G_a$  es la ganancia disponible del cuadripolo. Esta expresión se usa repetidamente en el apartado 2.3.2. Teniendo en cuenta el resultado anterior, el factor de ruido será:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_c} = 1 + \frac{T_c}{T_c} \left[ \frac{1}{G_a} - 1 \right]$$

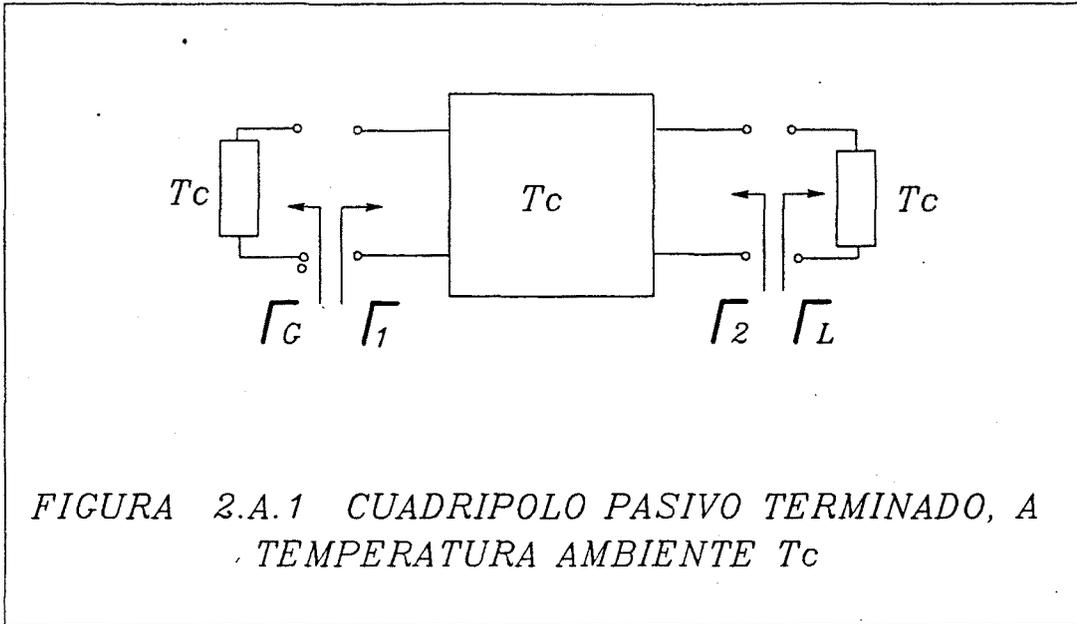


FIGURA 2.A.1 CUADRIPOLO PASIVO TERMINADO, A TEMPERATURA AMBIENTE  $T_c$

APENDICE II-3 DEMOSTRACION DE LA NULIDAD DE LOS COEFICIENTES  
B Y B' DEFINIDOS EN LAS EXPRESIONES (2.10) Y (2.17)

Desarrollando cualquiera de los dos sumandos de la expresión (2.10), tenemos:

$$\frac{M}{G_{as}(\Gamma_s)} = \frac{(1 - |S_{11}^a|^2)(1 - |S_{22}^s|^2)}{|S_{21}^s|^2}$$

donde  $S_{ij}^s$  son los parámetros S de la red formada por el aislador de entrada y el sintonizador. Nótese que la expresión obtenida no depende de  $\Gamma_s$  (coeficiente de reflexión de fuente), siempre que el aislador sea ideal ( $S_{12}^a = 0$ ). Por lo tanto, (2.10) es nula. El mismo razonamiento podría seguirse para B' (expresión (2.17)).

APENDICE II-4 DEFINICION DE SIMBOLOS EMPLEADOS EN LOS METODOS DE OPTIMIZACION DE LA FUNCION DE ERROR (APARTADO (2.4.2))

$x$	Factor de ruido
$y$	$Re(Y_s)$
$z$	$Im(Y_s)$
$\alpha_1$	Factor de ruido mínimo
$\alpha_2$	$Re(Y_o)$
$\alpha_3$	$Im(Y_o)$
$\alpha_4$	Resistencia equivalente de ruido
$x_m, y_m, z_m$	Valores medidos
$\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}, \hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{\alpha}_3, \hat{\alpha}_4$	Valores estimados

## CAPITULO III TECNICAS DE CALIBRACION DE ANALIZADORES DE REDES.

### 3.1 INTRODUCCION

El siguiente paso en la caracterización de un transistor de microondas, una vez se conocen sus parámetros de ruido, es la determinación de su comportamiento como elemento activo en un entorno circuital. Para ello es necesario disponer de su circuito equivalente, válido en todo el margen de frecuencias de interés, ó bien de medidas precisas de alguno de los conjuntos de parámetros que lo modelan como cuadripolo. El primero de los enfoques (circuito equivalente) tiene la ventaja de proporcionar un mayor conocimiento del dispositivo desde el punto de vista físico, pero requiere, por lo general, medidas en continua y herramientas de CAD adecuadas para optimización. En cuanto al segundo (medidas de parámetros de un cuadripolo), es sobradamente conocido que a frecuencias de microondas y milimétricas se utilizan, casi exclusivamente, los parámetros S, puesto que proporcionan una descripción conveniente del dispositivo a partir de sus coeficientes de reflexión y transmisión con respecto a las ondas de tensión y corriente que inciden sobre él, para unas determinadas impedancias de generador y de carga [KUROKAWA, 1965]. La gran aceptación que han tenido los parámetros S desde un primer momento se debe, en parte, a la riqueza de interpretaciones desde el punto de vista conceptual (potencias disponibles, entregadas, ganancias), y, muy especialmente, a la facilidad de medida.

En esta tesis se estudia (presente capítulo, capítulo IV y V) la caracterización de transistores desde el segundo de los puntos de vista apuntados en el párrafo anterior, es decir, la medida en un Analizador Automático de Redes, y mediante técnicas apropiadas, de los parámetros S del transistor considerado como cuadripolo. La razón de haber optado por este enfoque no estriba en un estudio comparativo de sus ventajas ó inconvenientes con respecto al basado en el conocimiento del circuito equivalente. Es indiscutible que ambos puntos de vista són útiles, puesto que cada uno aporta información diferente. Por la misma razón son complementarios, y los resultados de uno pueden utilizarse como comprobación de los del otro. En ocasiones se utilizan conjuntamente, por ejemplo cuando quiere inferirse el comportamiento no lineal de un transistor a partir de medidas del mismo en régimen lineal para diversos puntos de

polarización. Si se ha escogido el enfoque *medidas* ha sido por la necesidad existente, dentro del grupo de trabajo, de disponer de sistemas precisos de medida de parámetros S en un margen lo más amplio posible de frecuencias, en particular entre 18 y 40 GHz. Estos se describen, y se comentan los resultados obtenidos, en el capítulo V. Una segunda razón es el estudio de las técnicas de calibración más recientes (en particular, la *TRL*) de Analizadores Automáticos de Redes. El interés en la técnica *TRL* se justifica por la gran precisión de medida que proporciona en medios (como microstrip) en donde, hasta ahora, existían serias dificultades. También es atractiva la simplicidad y poca criticidad de los patrones de calibración que requiere. Ya se comentó en los capítulos I y II la importancia de poder disponer de medidas más precisas a medida que la frecuencia de trabajo aumenta. El mismo razonamiento es válido ahora por lo que respecta a medidas de parámetros S. El aumento de la precisión en éstas incide, además, en la precisión de extracción de los parámetros de ruido, tal como se puso de manifiesto en el capítulo II.

El presente capítulo revisa las técnicas más usuales de calibración de Analizadores de Redes y estudia teóricamente la técnica de calibración *TRL* (apartado 3.3). Con el fin de situar la técnica *TRL* en relación a las restantes existentes, en general mejor conocidas y ampliamente usadas, en el apartado 3.2 se revisan las más significativas, junto con los modelos de error sistemático correspondientes, que varían según la técnica de calibración utilizada. Ello permite, además, compararlas con la *TRL*. La teoría de presentada en 3.3 se utilizará posteriormente (capítulo IV) con el objetivo de obtener una formulación de los errores de medida, no disponible hasta el momento en la literatura.

La utilización de nuevas técnicas de calibración, así como su extensión a frecuencias cada vez más elevadas, está fundamentalmente condicionada a la sofisticación progresiva en el Hardware y el Software de los Analizadores Automáticos de Redes. Es muy reciente la aparición de Analizadores comerciales con el Software interno adecuado para la medida por técnica *TRL*, y que alcancen, utilizando conectores en las puertas de acceso, frecuencias de medida de 40 GHz sin mezcladores externos [WILTRON, 1987], [HEWLETT-PACKARD, 1988]. El Analizador de redes HP 8510 B, disponible en el Departamento desde enero de 1988, ha permitido la puesta en marcha de las medidas de parámetros S de transistores hasta 40 GHz por técnica *TRL* mediante el

diseño de conjuntos de circuitos externos de calibración y medida en microstrip (ó *Test Fixtures*) adecuados. Las consideraciones sobre el diseño de tales circuitos y los resultados obtenidos se discuten en el capítulo V.

### 3.2 MODELOS DE ERROR SISTEMATICO Y TECNICAS DE CALIBRACION (REVISION)

En este apartado se describen y analizan someramente las técnicas de calibración tradicionales de Analizadores Vectoriales de Redes, adecuadas para efectuar medidas de parámetros S de cuadripolos lineales, posponiendo al siguiente apartado 3.3 el estudio de la técnica TRL. Las medidas que el Analizador puede efectuar mediante sus dos accesos (*puertas*) son siempre, ó bien *coeficientes de reflexión*,  $\rho$  (cantidad compleja), ó *coeficientes de transmisión*,  $\tau$  (cantidad compleja). A partir de éstas se obtienen los parámetros S en reflexión, ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ), y en transmisión, ( $S_{12}$  y  $S_{21}$ ) del dispositivo, si las relaciones que ligan a éstos con los coeficientes medidos son conocidas. Estas relaciones dependen de la configuración particular del hardware de separación de señales que utilice el Analizador vectorial. La medida de dispositivos de una puerta puede verse como un caso particular de las medidas en reflexión anteriores, en que sólo interviene una de las puertas de medida del Analizador de redes.

#### 3.2.1 Reflectómetro de 4 accesos

El dispositivo separador de señales (ó *reflectómetro*) más habitual es una red de 4 accesos (ó *puertas*), como la mostrada en la figura (3.1). Por el acceso 1 se introduce la señal proveniente del generador, y la puerta 2 se conecta al dispositivo a medir. De las puertas 3 y 4 se extraen las señales que luego se van a procesar para obtener el coeficiente de reflexión del dispositivo a medir. Análogamente, cuando se utilizan dos reflectómetros, uno en cada puerta de medida del Analizador de redes, puede obtenerse el coeficiente de transmisión del dispositivo insertado entre ambos.

Dado que el coeficiente de reflexión a medir (puerta 2) queda *enmascarado* por el reflectómetro, que en realidad mide la relación entre las amplitudes y fases de las ondas presentes en las puertas 3 y 4, necesitamos alguna manera de *modelar* el comportamiento del mismo con el fin de poder relacionar ambas cantidades. Suponiendo

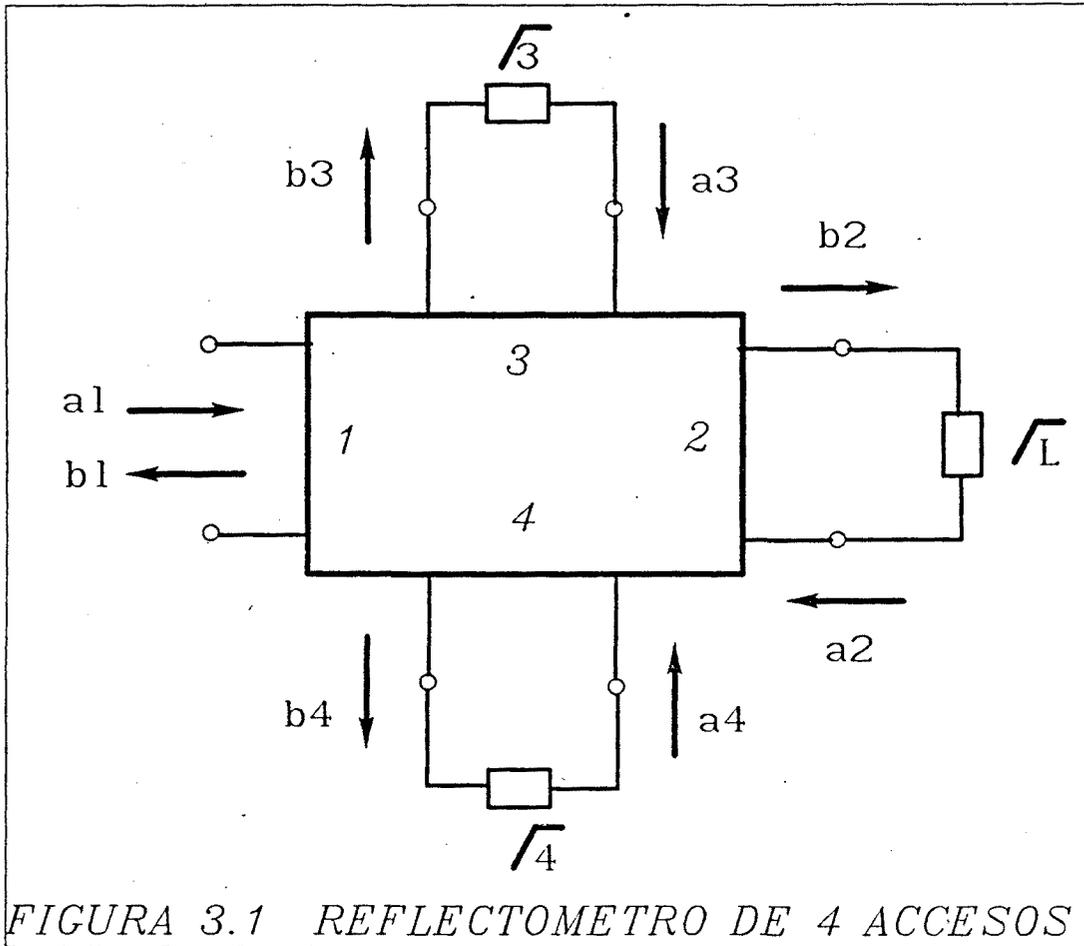


FIGURA 3.1 REFLECTOMETRO DE 4 ACCESOS

que la estructura es lineal, puede demostrarse [ENGEN, 1969] que las ondas que emergen de las puertas 3 y 4,  $b_3$  y  $b_4$  son una combinación lineal de las ondas incidente  $b_2$  y reflejada  $a_2$  en el dispositivo (situado en la puerta 2). De esta manera, es fácil demostrar que las constantes que intervienen pueden expresarse de una forma conveniente en la siguiente relación:

$$\Gamma_m = \frac{e_{00} - \Delta \Gamma_l}{1 - e_{11} \Gamma_l} \quad (3.1)$$

$$\Delta = e_{00} e_{11} - e_{01} e_{10} \quad (3.2)$$

donde:

$$\Gamma_l = \frac{a_2}{b_2}$$

$$\Gamma_m = \frac{b_3}{b_4}$$

son los coeficientes de reflexión del dispositivo y coeficiente de reflexión medido, respectivamente. Puede verse que el reflectómetro puede caracterizarse mediante tres constantes complejas independientes,  $e_{00}$ ,  $e_{11}$  y  $\Delta$ . Alternativamente, mediante (3.2) puede seleccionarse como tercera constante la cantidad  $e_{01}e_{10}$  en lugar de  $\Delta$ . Dado que (3.1) es una transformación bilineal, puede substituirse el reflectómetro (que denominaremos *no ideal*) por un reflectómetro *ideal* y un cuadripolo *ficticio* (ver figura (3.2)). El reflectómetro ideal se caracteriza por proporcionar una medida exacta del coeficiente de reflexión del dispositivo a él conectado, en nuestro caso la relación  $b_o/a_o$ . El coeficiente de reflexión que realmente queremos medir es, sin embargo,  $a_1/b_1$  (nótese el cambio de notación con respecto a la figura (3.1)), y el cuadripolo ficticio modela entonces el comportamiento del reflectómetro no ideal (expresión (3.1)). En realidad, dicho cuadripolo está modelando los errores *sistemáticos* (repetibles) que el hardware de medida introduce. Por ello se denomina también *de error*.

Inspeccionando (3.1) se observa que la relación entre  $\Gamma_m$  y  $\Gamma_l$  es la misma que existe entre el coeficiente de reflexión de entrada y el de carga en un cuadripolo lineal de parámetros S  $e_{00}$ ,  $e_{11}$ ,  $e_{01}$ ,  $e_{10}$ . Por lo tanto, el cuadripolo ficticio ó de error tiene precisamente estos 4 parámetros S, denominados *parámetros de error*, y admite la representación en forma de grafo de flujo de señales de la figura (3.2), conocida por *modelo de error de una puerta (One Port)*. Nótese que sólo existen 3 parámetros independientes, puesto que  $e_{01}$ ,  $e_{10}$  siempre aparecen en forma de producto en (3.2). Los parámetros de error reciben nombres específicos relacionados con su interpretación como los parámetros S del cuadripolo ficticio [HEWLETT-PACKARD, 1981]. Así,  $e_{00}$  se denomina *directividad* puesto que expresa la incapacidad, por parte del reflectómetro, de separar completamente ondas incidentes y reflejadas. También engloba los efectos de reflexiones residuales en cables y transiciones situados entre el reflectómetro y el plano de medida, aunque éstos pueden también incluirse en el propio reflectómetro, tal como ha sido definido aquí.  $e_{11}$  se denomina *adaptación de fuente (source match)* porque expresa la incapacidad, por parte del generador de barrido (fuente) de mantener

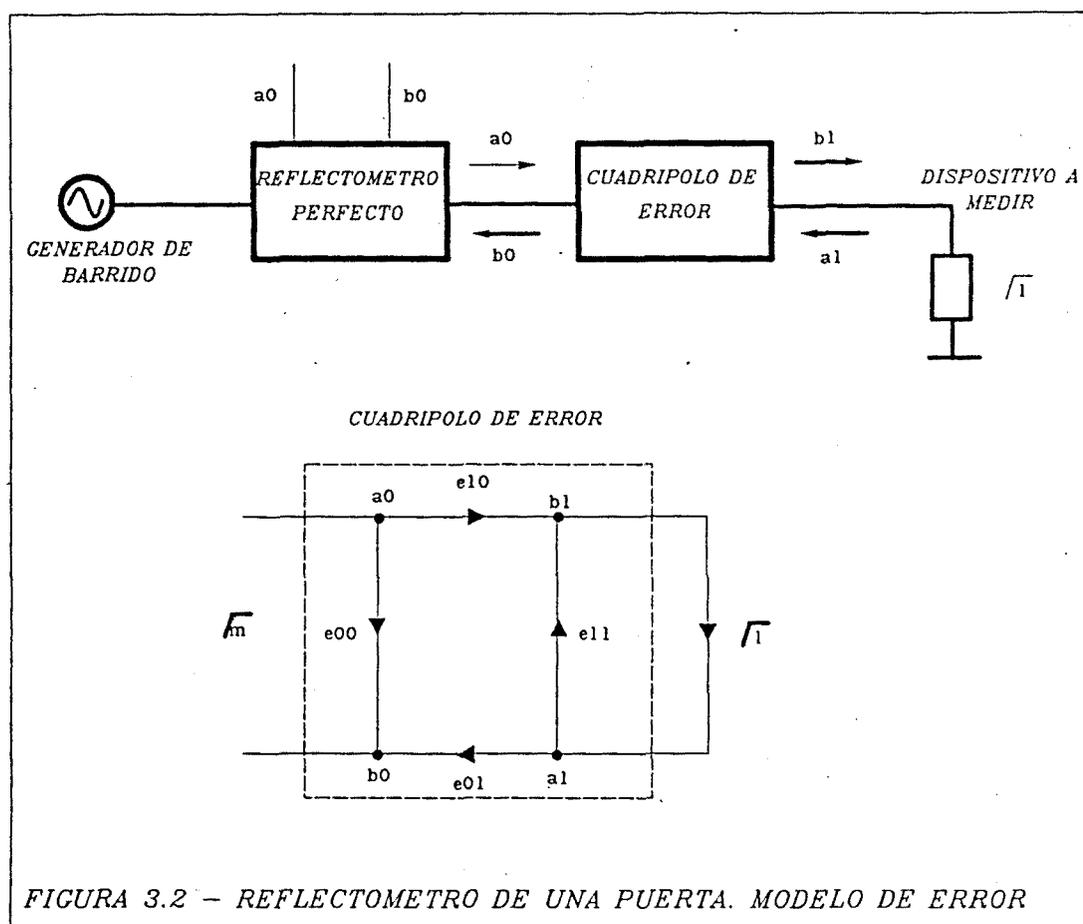


FIGURA 3.2 - REFLECTOMETRO DE UNA PUERTA. MODELO DE ERROR

un nivel constante de potencia a la entrada del dispositivo, así como desadaptaciones y pérdidas en cables y transiciones externos al bucle nivelador de señal.  $e_{01}e_{10}$  se denomina, quizás impropriamente, error de *respuesta en frecuencia*, puesto que, a cada frecuencia, expresa las diferencias entre la respuesta de los canales de referencia y de test (puertas 3 y 4 en la figura (3.1)).

Los 3 parámetros de error pueden determinarse mediante el proceso denominado de *calibración*, en el que se sitúan 3 cargas conocidas (patrones o estándares de calibración),  $\Gamma_{ii}$  ( $i = 1,2,3$ ), y se miden los correspondientes coeficientes  $\Gamma_{mi}$  ( $i = 1,2,3$ ). Ello permite obtener, a partir de (3.1), un sistema lineal de tres ecuaciones con tres incógnitas,  $e_{00}$ ,  $e_{11}$  y  $\Delta$  (ó  $e_{01}e_{10}$ ).

Los tres patrones de calibración deben encontrarse en puntos alejados del gráfico de Smith. Normalmente se escogen un cortocircuito, una carga adaptada a la impedancia nominal, y un circuito abierto (aunque en guía es preferible un cortocircuito desplazado). Por esta razón, a este tipo de calibración en reflexión se la conoce por el nombre de

OSL (Open, Short, Load) para una puerta. El número de patrones puede ser superior a 3 (proceso redundante), lo cual permite una mayor precisión en la extracción de las 3 constantes mediante optimización [BAUER, 1974].

Suponiendo que mediante la calibración han podido determinarse los 3 parámetros de error, se está en condiciones de calcular el coeficiente de reflexión que se desea medir a partir de (3.1), como:

$$\Gamma_l = \frac{\Gamma_m - e_{00}}{e_{11}\Gamma_m - \Delta} \quad (3.3)$$

Si el proceso de medida fuera ideal no existirían errores. Ahora bien, existen dos causas que producen desviaciones de la idealidad:

- 1 - El error de instrumentación del Analizador de redes, que hace que la lectura dada por éste no corresponda exactamente a la relación  $b_o/\alpha_o$  (figura (3.2)).
- 2 - Las imperfecciones en los patrones de calibración, por las cuales sus coeficientes de reflexión reales difieren ligeramente de los nominales.

Por estas razones, los parámetros  $e'_{00}$ ,  $e'_{11}$ ,  $\Delta'$  (ó  $e'_{01}e'_{10}$ ) determinados durante la calibración diferirán de los reales  $e_{00}$ ,  $e_{11}$ ,  $\Delta$  (ó  $e_{01}e_{10}$ ). Puede demostrarse entonces que el error de medida de un coeficiente de reflexión dado  $\Gamma_l$  puede escribirse como [COMERON, 1988]:

$$\alpha_l = A + B\Gamma_l + C\Gamma_l^2 + \alpha_{2m} \quad (3.4)$$

donde

$$A = \frac{\delta_{00}}{e'_{00}e'_{11} - \Delta'}$$

$$B = \frac{e'_{00}\delta_{11} - e'_{11}\delta_{00} - \delta_{\Delta}}{e'_{00}e'_{11} - \Delta'}$$

$$C = \frac{e'_{11}\delta_{\Delta} - \Delta'\delta_{11}}{e'_{00}e'_{11} - \Delta'}$$

$\alpha_{2m}$  es el error de instrumentación, y se han definido

$$\begin{aligned}\delta_{00} &= e_{00} - e'_{00} \\ \delta_{11} &= e_{11} - e'_{11} \\ \delta_{\Delta} &= \Delta - \Delta'\end{aligned}\tag{3.5}$$

También se ha utilizado el hecho de que, en un proceso de calibración que no sea excesivamente malo,  $\delta_{00}$ ,  $\delta_{11}$ ,  $\delta_{\Delta}$  deben ser pequeños.

La ecuación (3.4) expresa la relación existente entre el error de medida de un determinado coeficiente de reflexión  $\alpha_n$ , y los errores  $\delta$ 's en la determinación de las constantes que caracterizan al reflectómetro real utilizado (denominadas, como se dijo, parámetros de error). A su vez, los errores  $\delta$ 's pueden expresarse en función de las incertidumbres en el conocimiento de los patrones de calibración y del error de instrumentación [COMERON, 1988]. De esta manera podremos poner, finalmente, los errores de medida  $\alpha_n$  en función de las incertidumbres de los patrones de calibración y de instrumentación, cumpliendo así el objetivo del análisis de errores de medida. En el capítulo IV tendremos ocasión de volver a este punto aplicado a la calibración TRL. Los errores  $\delta$ 's, que en este modelo de error en reflexión (una puerta) se expresan mediante las ecuaciones (3.5), reciben también el nombre de *errores residuales de calibración*, puesto que son los que subsisten después del proceso de calibración. El conocimiento de los errores residuales de calibración es, pues, necesario para poder acotar los errores de medida del coeficiente de reflexión de dispositivos de una puerta.

### 3.2.2 Analizador de Redes Vectorial

Aunque admite diversas configuraciones, es conveniente representar un Analizador de Redes Vectorial mediante un par de reflectómetros situados, respectivamente, en la entrada y a la salida del dispositivo a medir (cuadripolo), y un conmutador que dirige la señal del generador de barrido hacia el acceso del Analizador (*Test Port*) correspondiente, según la medida a realizar (ver figura (3.3)) [SOARES, 1988; RYTTING 1987]. De esta manera se consigue un esquema general que engloba otros tipos como casos particulares (por ejemplo, aquel en que la señal sólo aparece por uno de los Test Ports) [FITZPATRICK, 1978].

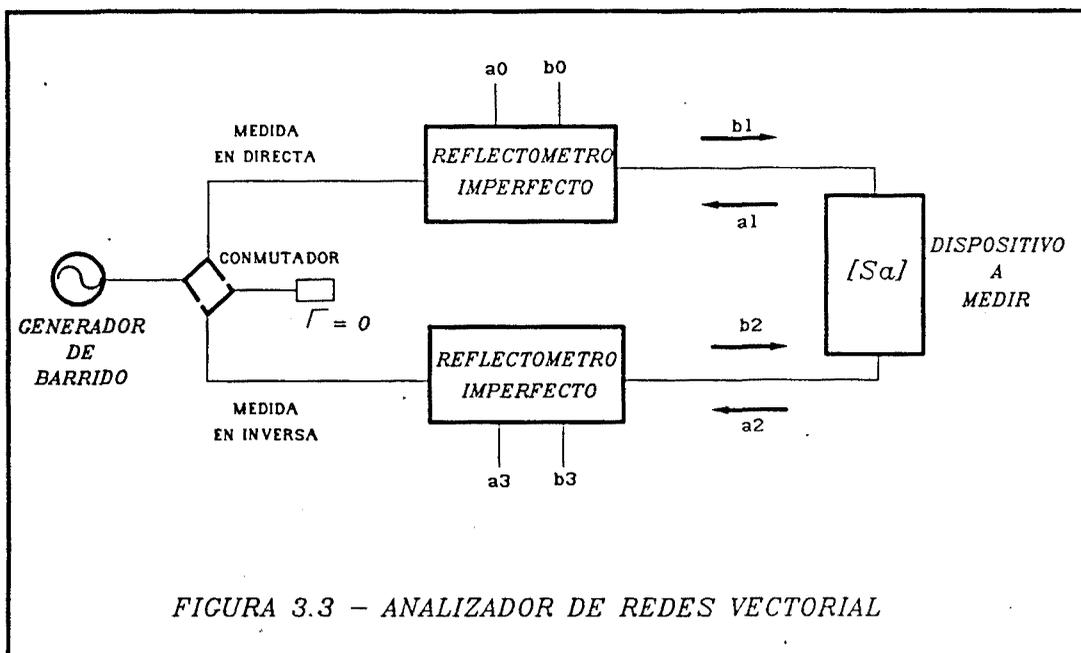


FIGURA 3.3 - ANALIZADOR DE REDES VECTORIAL

El modelo de parámetros de error para los reflectómetros (incluyendo en éstos el efecto de los posibles cables y transiciones de acceso al dispositivo a medir) deberá tener en cuenta los posibles efectos de falta de aislamiento entre ambos. Ello obliga a modelar el sistema separador de señales mediante un par de reflectómetros ideales (en el sentido del apartado 3.2.1) y una red ficticia de 4 puertas, tal como se representa en la figura (3.4).

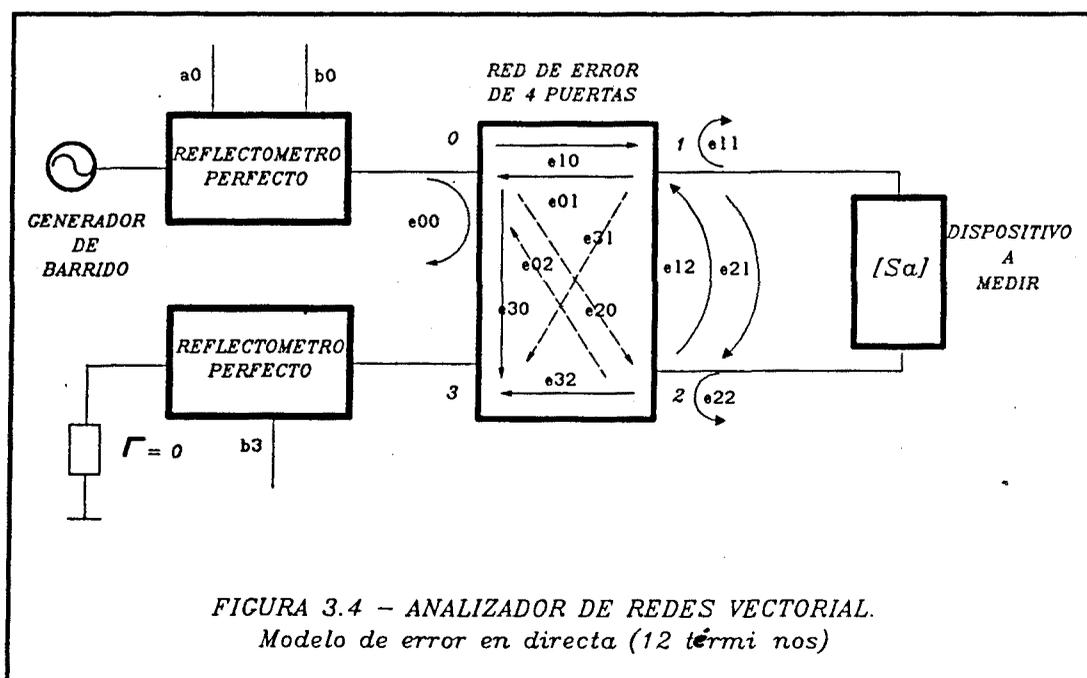
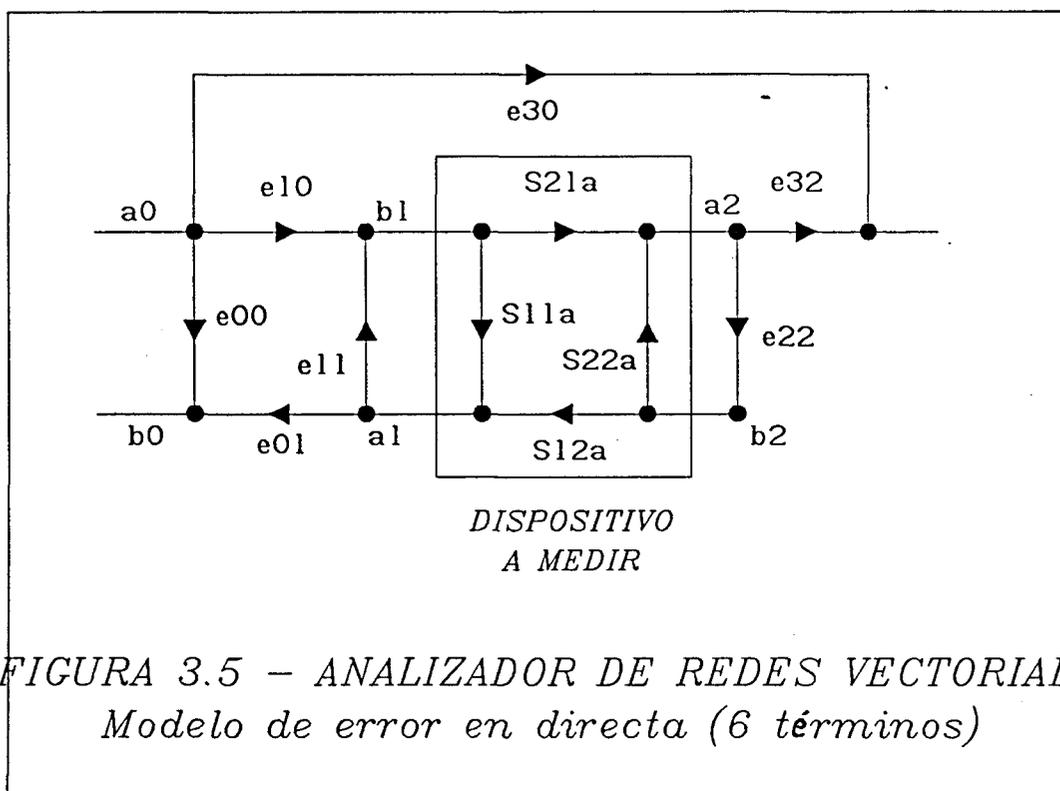


FIGURA 3.4 - ANALIZADOR DE REDES VECTORIAL.  
Modelo de error en directa (12 términos)

Tendremos, pues, un total de 16 términos de error. Teniendo en cuenta que para cada sentido de propagación de la señal a través del dispositivo a medir ( $1 \rightarrow 2, 2 \rightarrow 1$ ) hay un puerto inactivo (puerto 3 en el sentido directo y puerto 0 en el sentido inverso), podemos eliminar de nuestro modelo los 4 términos de error que expresan la interacción de este acceso con él mismo y hacia los otros tres ( $e_{33}, e_{03}, e_{13}, e_{23}$  para el sentido directo y  $e_{00}, e_{10}, e_{20}, e_{30}$  para el sentido inverso). De esta manera tenemos también en cuenta el efecto del conmutador (12 términos para cada sentido). Como la mayoría de términos de aislamiento son muy pequeños en la práctica, es conveniente reducir el número a 6 por cada sentido, obteniendo así la conocida configuración de 12 términos (figura (3.5)) [HACKBORN, 1968; HAND, 1970]. Las relaciones entre estos parámetros y los coeficientes de reflexión y de transmisión medidos son bien conocidas y no se reproducirán aquí (véase, por ejemplo [SOARES, 1988]). Una consecuencia interesante de la inspección de dichas relaciones es la constatación de que el número de términos independientes de error es, efectivamente, 6 en cada sentido y no 7 como parecería desprenderse de la figura (3.5), puesto que la respuesta en frecuencia es siempre el producto de dos de los términos de transmisión. Así, por ejemplo, en el sentido directo aparecen los siguientes términos independientes:  $e_{00}, e_{11}, e_{10}e_{01}, e_{22}, e_{10}e_{32}, e_{30}$ . Los términos de aislamiento ( $e_{30}, e_{03}$ ) son, en general, muy pequeños en comparación con el resto.

La calibración necesaria para la medida de los 12 términos de error [SOARES, 1988; RYTTING, 1987] requiere, pues, un mínimo de 12 medidas independientes de patrones de calibración adecuados. Una parte de la misma (reflexión) coincide con la del reflectómetro de 4 accesos del apartado 3.2.1, repetida para cada uno de los Test Ports (en total,  $3+3 = 6$  medidas). La 2ª parte de la calibración (transmisión) consiste en conectar directamente ambos Test Ports (*Thru*) y medir los 4 parámetros S (en total 4 medidas). Las dos restantes consisten en cargar cada Test Port con la impedancia nominal y medir los coeficientes de reflexión, que coincidirán, respectivamente, con el aislamiento para cada sentido. Estas dos medidas son generalmente omitidas (y se suponen los términos de aislamiento nulos) puesto que las cargas adaptadas, aún siendo de gran calidad, no tienen un coeficiente de reflexión lo suficientemente bajo (en comparación con los aislamientos) como para no producir medidas erróneas. A este procedimiento de calibración se le denomina a veces *Full-Two-Port*.



Existen algunas técnicas bien conocidas para aumentar la precisión en la calibración. Como los errores sistemáticos más significativos son los correspondientes a reflexión (directividad, source match y respuesta en frecuencia para cada Test Port), de cuya corrección precisa depende, además, la de los de transmisión, los esfuerzos más significativos se han dedicado al refinamiento de la calibración de una puerta (apartado 3.2.1) que, como se comentó anteriormente, se realiza mediante la técnica OSL. La necesidad de disponer de una carga nominal perfecta (Load) sólo puede cumplirse aproximadamente en frecuencias relativamente bajas (hasta 3-4 GHz). A partir de este límite conviene utilizar una *carga deslizante* en la calibración. Ello permite el cálculo preciso de la directividad ( $e_{00}$ ) a partir del centro y radio (calculados a partir de las diversas medidas del coeficiente de reflexión de la carga cuando se desplaza a lo largo de la línea) del círculo que el coeficiente de reflexión de la carga (que se supone pequeño y uniforme a lo largo de la línea) describe en torno al coeficiente de reflexión representado por  $e_{00}$ . Otro método es el de la *carga offset*. En él se conecta primero una carga fija al Test Port y se mide el coeficiente de reflexión. A continuación se conecta la misma carga a través de un tramo de línea coaxial de precisión de longitud

$\lambda/4$  a la frecuencia central y se mide de nuevo el coeficiente de reflexión. De esta manera es posible escribir la siguiente ecuación para la directividad en función de los coeficientes de reflexión medidos ( $\Gamma_1, \Gamma_2$ , respectivamente):

$$e_{00} = \frac{\Gamma_2 - e^{(-2\gamma l)} \Gamma_1}{1 - e^{(-2\gamma l)}} \quad (3.6)$$

en donde  $l$  es la longitud de la línea y  $\gamma$  su constante de propagación.

La técnica de la carga offset requiere el conocimiento preciso de  $\gamma l$  en todo el margen de frecuencia de medida. Al igual que con el método de la carga deslizante, no es necesario conocer el valor del coeficiente de reflexión de la carga. Debido a que, en general, es más sencillo fabricar una línea coaxial corta con la misma precisión que una línea deslizante larga, se obtienen mejores calibraciones (menores errores residuales) con la línea de aire. Nótese que en la ecuación (3.6) se ha supuesto que los parámetros  $S_{11}, S_{22}$  son cero. Ello equivale a suponer que la impedancia característica de la línea coincide perfectamente con la nominal. Cualquier desviación se traducirá en un error de calibración. Por lo tanto, la impedancia característica de la línea, junto con  $\gamma l$  se convierten en los verdaderos *patrones* de calibración. Esto sucede también con el patrón *line* de la técnica TRL, aunque en este caso tampoco  $\gamma l$  necesita ser conocido, lo cual supone una gran ventaja desde el punto de vista de realización práctica. Volveremos sobre las peculiaridades de TRL en el apartado 3.3.

Los errores residuales de calibración para el caso de calibración Full Two Port han sido estudiados en la literatura [RYTTING, 1987] y sus expresiones en función de la incertidumbre en el conocimiento de los patrones de calibración no serán reproducidas aquí.

### 3.2.3 Analizador de redes basado en el reflectómetro de 6 accesos.

En este apartado se describe brevemente el Analizador de redes que utiliza como elemento separador de señales el reflectómetro de 6 accesos. El interés del tema es doble. Por una parte, constituyó en su momento el eje de la investigación en la obtención de medidas precisas [HOER, 1979]. Fue, además, el primer tipo de Analizador en donde se sugirió y probó la técnica TRL de calibración [ENGEN, 1979; HOER, 1979].

La teoría del reflectómetro de 6 puertas ó accesos para medidas de amplitud, fase y potencia de dispositivos de una puerta se presentó por primera vez en 1972 [HOER, 1972; ENGEN, 1972], pero no fue hasta 1977 cuando se propuso un Analizador de redes basado en esta técnica [HOER, 1977]. La característica principal del reflectómetro de 6 accesos (figura (3.6)) es el no requerir información de fase, por lo cual sólo está provisto de un detector de potencia para cada una de las 4 puertas de medida (numeradas 3 a 6 en la figura (3.6)). De acuerdo con lo comentado en 3.2.1 sobre la dependencia lineal de las ondas que emergen por las puertas 3 a 6 con respecto a la incidente y reflejada en la puerta 2 (puerta en donde se conecta el dispositivo a medir), la potencia emergente por esta puertas será [ENGEN, 1977]:

$$\begin{aligned}
 P_3 &= |b_3|^2 = |A\alpha_2 + Bb_2|^2 \\
 P_4 &= |b_4|^2 = |C\alpha_2 + Db_2|^2 \\
 P_5 &= |b_5|^2 = |E\alpha_2 + Fb_2|^2 \\
 P_6 &= |b_6|^2 = |G\alpha_2 + Hb_2|^2
 \end{aligned}
 \tag{3.7}$$

donde  $A, B, C, D, E, F, G, H$  son constantes complejas que describen el reflectómetro y que deben determinarse mediante un proceso de calibración. La resolución de (3.7) proporciona el coeficiente de reflexión de la carga conectada a la puerta 2 y la potencia incidente en la carga,  $|b_2|^2$ , en función de las constantes citadas [ENGEN, 1972]. La calibración mediante cargas (terminaciones ó cortos) deslizantes que se describe en [ENGEN, 1978,1979], pasa por la reducción del reflectómetro de 6 puertas a un reflectómetro de 4 puertas y un detector vectorial (amplitud y fase). Esta equivalencia tiene una indudable importancia desde el punto de vista teórico, pero también histórico, pues se aplicó en la propuesta inicial de la técnica TRL [ENGEN, 1979].

La extensión de la esta técnica a la medida de dispositivos de 2 puertas [HOER, 1977] consiste, como es lógico, en utilizar dos reflectómetros del tipo descrito, uno para cada Test Port del Analizador de redes, y un divisor de potencia (figura (3.7)). Las dos únicas medidas que efectúa el Analizador son los coeficientes de reflexión  $\rho_1 = b_1/\alpha_1, \rho_2 = b_2/\alpha_2$  a la entrada y salida del dispositivo a medir. Así pues, no mide coeficientes de transmisión, a diferencia de lo que ocurre con el Analizador vectorial.

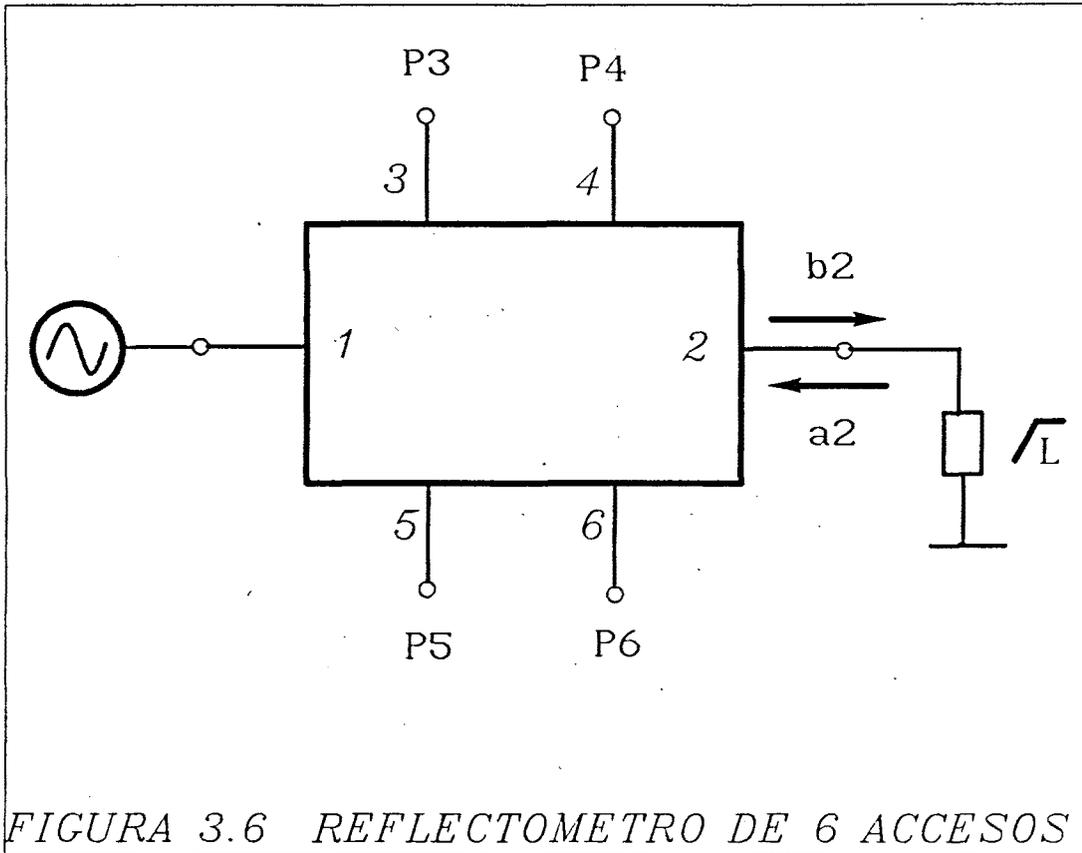


FIGURA 3.6 REFLECTOMETRO DE 6 ACCESOS

La determinación de los parámetros S del dispositivo a medir se puede realizar resolviendo un sistema de ecuaciones del tipo

$$\rho_2 S_{11} + \rho_1 S_{22} - \Delta = \rho_1 \rho_2 \quad (3.8)$$

$$(\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21})$$

para 3 valores diferentes de  $\alpha_2/\alpha_1$ , que se determinan mediante los atenuadores  $A_1, A_2$  y el desfasador  $\Phi$  (figura (3.7)). La ecuación (3.8) se obtiene a partir de las 2 ecuaciones que expresan la relación entre ondas incidentes y reflejadas en el dispositivo (definición de los parámetros S):

$$\rho_1 = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12} \frac{a_2}{a_1}$$

$$\rho_2 = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + S_{21} \frac{a_1}{a_2}$$

Nótese que la resolución del sistema (3.8) nos proporcionará  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $\Delta$ , pero no los valores individuales de  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ . Sin embargo, la medida de éstos en módulo y fase también es posible con alguna complicación adicional de la medida.

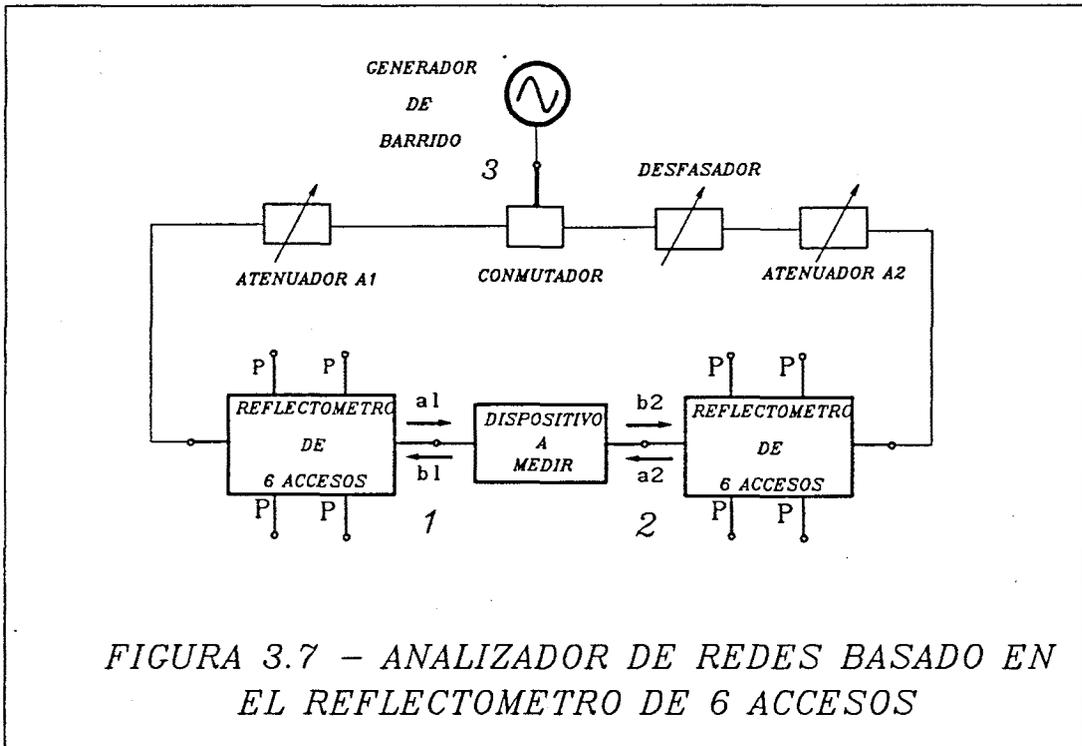


FIGURA 3.7 - ANALIZADOR DE REDES BASADO EN EL REFLECTOMETRO DE 6 ACCESOS

La calibración del sistema de medida para la determinación de las constantes que caracterizan los reflectómetros se realiza de la siguiente manera. Se modela el sistema de medida como un dispositivo de tres puertas (1,2,3 en la figura (3.7)). Si expresamos la matriz  $S$  de éste en función únicamente de las relaciones entre ondas  $a_2/a_1, \rho_1, \rho_2$ , puede verse fácilmente que bastarán 3 constantes complejas,  $C_1, C_2, C_3$  para caracterizarlo, relacionadas según la ecuación

$$\frac{a_2}{a_1} = C_1 \rho_1 - C_2 \left( \rho_2 \frac{a_2}{a_1} \right) + C_3$$

$$C_1 = s_{21} - s_{11} \frac{s_{23}}{s_{13}}$$

$$C_2 = s_{12} \frac{s_{23}}{s_{13}} - s_{22}$$

$$C_3 = \frac{s_{23}}{s_{13}}$$

donde  $s_{ij}$  son los parámetros S del 3-*port*. Para cada uno de los tres valores diferentes de los atenuadores  $A_1, A_2$  y el desfaseador  $\Phi$  deben calcularse las constantes  $C$ 's. Para ello se miden los valores de  $a_2/a_1, \rho_1, \rho_2$  correspondientes a tres patrones de calibración consistentes en una conexión directa de las dos puertas de medida, 1 y 2, ó *thru*, y 2 tramos de línea de transmisión de longitudes diferentes entre sí, y conocidas de manera aproximada. Como resultado se tiene un sistema de 9 ecuaciones, que puede resolverse para calcular las (9) constantes  $C$ 's.

El Analizador basado en el reflectómetro de 6 accesos no ha tenido la difusión que en un principio cabía esperar en virtud de la sencillez de su concepción (utilización de detectores escalares únicamente). La razón puede encontrarse en la dificultad de realización industrial de desfaseadores y atenuadores lo suficientemente precisos como para obtener resultados comparables ó netamente superiores a los que proporciona el Analizador vectorial. Sin embargo, cabe esperar que su utilización continúe en ámbitos más reducidos con finalidades de investigación en las técnicas de calibración, como viene constatándose en publicaciones recientes [GHANNOUCHI *Trans. on MTT*, 1988; *Trans. on IM*, 1988; JUDAH, 1988; LIN, 1989; EUL, 1989].

### 3.3 TECNICA DE CALIBRACION TRL (Thru-Reflect-Line)

La técnica TRL de calibración de Analizadores de Redes puede utilizarse en Analizadores Vectoriales (basados en el reflectómetro de 4 puertas) ó bien en Analizadores basados en el de 6 puertas (que sólo contiene detectores escalares). Fue propuesta por G.F. Engen y C.A. Hoer en 1979 [ENGEN, 1979] como evolución de

una técnica de calibración anterior denominada *TSD (Thru-Short-Delay)*, sugerida y aplicada por primera vez por N.R. Franzen y R.A. Speciale en 1975 ([FRANZEN, 1975]; ver también [SPECIALE, 1976]). Así pues, se describirá ésta en primer lugar.

### 3.3.1 Técnica TSD

La técnica TSD se basa en la utilización de los 3 estandars de calibración siguientes:

- 1 - **THRU**: conexión directa entre los Test Ports del Analizador.
- 2 - **SHORT**: cortocircuito. Se conecta, sucesivamente, a los dos Test Ports.
- 3 - **DELAY**: tramo de línea de transmisión cuya impedancia característica es igual a la de referencia del sistema, normalmente  $50 \Omega$ .

Los cortocircuitos se suponen perfectos y su misión es establecer los planos de referencia de la medida, a los que se supone que se va a conectar después el dispositivo. El Line se supone con una impedancia característica perfectamente conocida que, por ser igual a la de referencia del sistema de medida, hace que los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  de la misma se anulen. Su longitud  $l$  y constante de propagación  $\gamma$  son, en principio, desconocidas, aunque la longitud acostumbra a escogerse de  $\lambda/4$  a la frecuencia central de calibración, y no puede ser cercana a 0 ó  $\lambda/2$  en ningún punto de la banda para evitar indeterminaciones en las ecuaciones que proporcionan los parámetros de error en función de los coeficientes de reflexión y transmisión medidos. La cantidad  $\gamma l$  puede obtenerse, además, como producto de la calibración. El Thru se supone ideal, es decir, con parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  iguales a 0 y parámetros  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  iguales a 1.

Las ventajas del sistema frente a otras técnicas, por ejemplo *OSL*, son evidentes. En primer lugar, no requiere patrones críticos mecánicamente, como cargas y cortos deslizantes ó cargas offset. Tampoco requiere cargas ideales, de muy difícil realización en medios de transmisión planares (microstrip, línea CPW ó incluso finline). Una consecuencia inmediata es la obtención de medidas potencialmente mucho más precisas en este tipo de medios, puesto que no es necesario medir ó modelar cuidadosamente la transición coaxial-microstrip. Ésta forma parte, en efecto, del sistema de medida que se está calibrando y contribuye, por lo tanto a los parámetros de error medidos. Los

patrones de calibración son muy sencillos de obtener, especialmente en microstrip (exceptuando, quizás, el cortocircuito que, recordemos, debe ser perfecto), puesto que el Line no tiene porque ser ideal (sin pérdidas).

Suponiendo que el Analizador de redes admite una representación como la de la figura (3.8), es decir, dos cuadripolos de error con un total de 8 errores (nótese en particular que los términos de aislamiento se consideran cero ó bien se supone que pueden medirse de alguna manera externa a este tipo de calibración), es relativamente sencillo encontrar la solución explícita para dichos coeficientes de error y la cantidad  $y_l$  en función de las 10 medidas (4 para el Thru, 4 para el Line y 2 para los Reflects) efectuadas [FRANZEN, 1975].

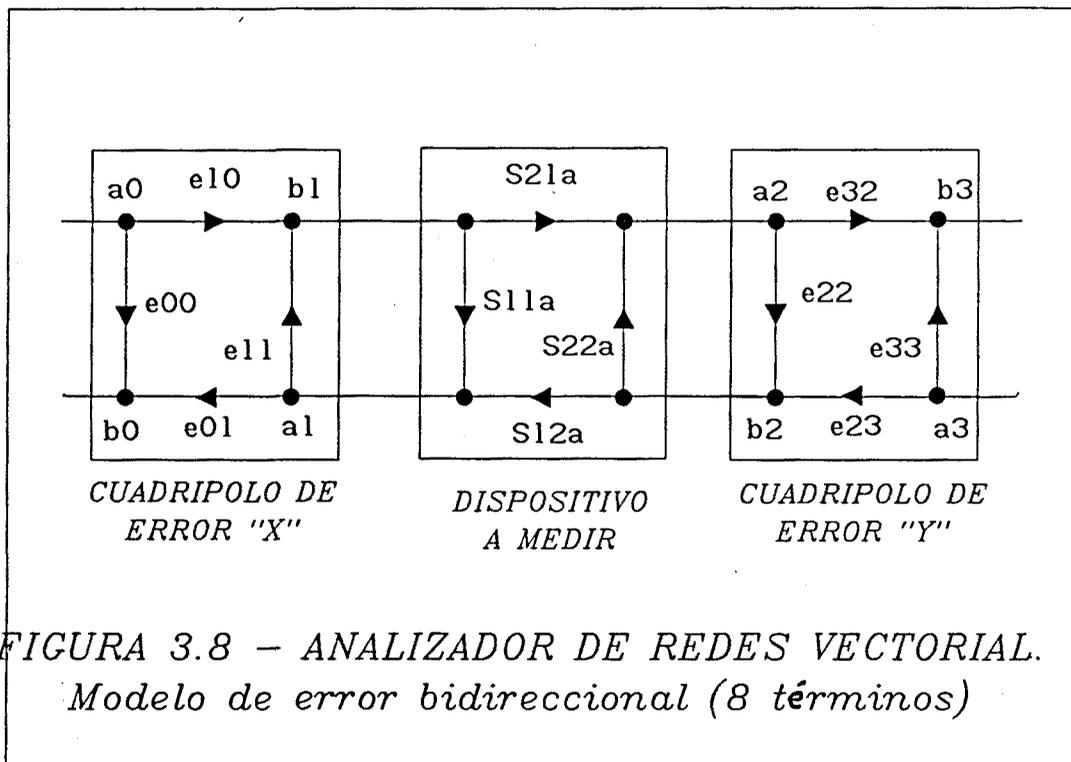


FIGURA 3.8 - ANALIZADOR DE REDES VECTORIAL. Modelo de error bidireccional (8 términos)

En 1977, uno de los autores del artículo que dió origen a la técnica propuso y formuló una generalización de la misma a dispositivos de  $n$  puertas, que tenía en cuenta, además, los términos de aislamiento [SPECIALE, 1977]. En 1978, la técnica se aplicó en la calibración de un Analizador basado en un reflectómetro de 6 accesos [ENGEN, MTT-s, 1978].

El principal problema práctico de TSD fue, en un principio, la ausencia del software adecuado para llevar a cabo la calibración mediante Analizadores de Redes comerciales. Sin embargo, la técnica pudo ser aplicada con éxito en la medida de parámetros S de transistores chip entre 2 y 19 GHz, utilizando para ello una primera calibración convencional (OSL en Full Two Port) en los Test Ports del Analizador de Redes, seguida por una calibración TSD del dispositivo de prueba (ó *Test Fixture*) del transistor hasta los planos de medida de éste. El procedimiento requería tener el software adecuado para la calibración TSD en un controlador externo al Analizador [AVANTEK, 1983; BRUBAKER, 1985]. Otros autores [DUNLEAVY, 1987] utilizaron la técnica TSD para estudiar los tipos de transiciones más utilizadas más frecuentemente hasta 40 GHz. En su dispositivo de prueba existían dos tipos de transiciones, coaxial-microstrip y microstrip-microstrip, esta última con la finalidad de intercambiar los 3 patrones durante el proceso de calibración. Los resultados mostraron que la transición coaxial-microstrip era la más repetible. Sobre este importante punto (*repetibilidad*) tendremos ocasión de volver en el apartado 4.2.2 del capítulo IV (desde el punto de vista teórico) y en el apartado 5.4 del capítulo V (desde el punto de vista experimental). Otro ejemplo de utilización combinada de la técnica TSD (para calibrar el Test Fixture) y OSL (para calibrar el Analizador) en medidas de parámetros S de FETs y MMICs puede hallarse en [ARCHER, 1987].

### 3.3.2 Descripción de la técnica TRL

Se había comentado en el apartado anterior que el proceso de calibración TSD requiere un total de 10 medidas, a partir de las cuales podemos calcular los 8 coeficientes de error y la cantidad  $\gamma l$ . Nótese que existe redundancia en una medida (una ecuación) y que, por lo tanto, sería teóricamente posible prescindir de una de las informaciones que las medidas proporcionan. Este hecho puede utilizarse de otra manera. Podría idearse un nuevo procedimiento en el cual el conocimiento de una de las características de los patrones de calibración no fuera necesario. Dado que en TSD se supone que el plano de referencia queda establecido mediante dos cargas (supuestas iguales) que, arbitrariamente, se toman como cortocircuitos, podríamos relajar esta última exigencia y suponer desconocidas las cargas. De esta manera obtenemos la denominada técnica TRL (Thru-Reflect-Line). La única diferencia con TSD estriba precisamente en la

carga que establece el plano de referencia. Ésta se supone altamente reflectante (Reflect), distinta de cero, e idéntica para ambos Test Ports del Analizador pero, por lo demás, desconocida. Por otra parte, el tramo de línea de transmisión (DELAY en TSD) sólo varía su denominación (LINE en TRL). En la figura (3.9) se representa el proceso de calibración.

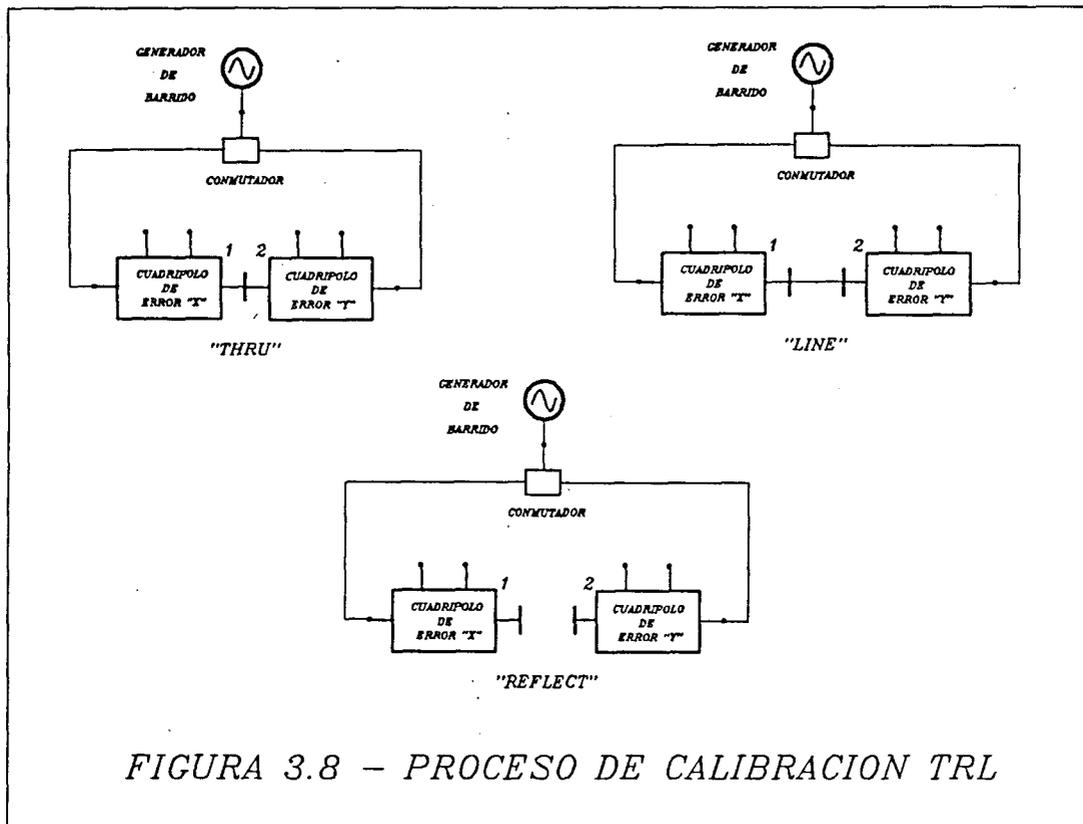


FIGURA 3.8 - PROCESO DE CALIBRACION TRL

Las ventajas de TRL respecto a OSL son las mismas que las comentadas en el apartado anterior para TSD, a las que se añade la no necesidad de conocer el valor del Reflect. Éste, como veremos, se obtiene como resultado de la calibración debido a la mayor redundancia del proceso de medida (10 medidas, es decir, 10 ecuaciones, y 8 términos de error). Desde el punto de vista de la realización práctica, en microstrip por ejemplo, en donde la realización de cortocircuitos ideales es problemático a frecuencias superiores a 18 GHz, TRL se configura, pues, como una técnica muy adecuada. Ello no debe hacernos perder de vista, sin embargo, que la razón básica de la utilización de TRL para la realización de medidas en entornos microstrip es la gran precisión potencial obtenible, puesto que no es necesario la medida ni el modelado del circuito equivalente de las transiciones.

En este punto merece la pena hacer un primer comentario sobre la importancia de la buena repetibilidad de las transiciones coaxial-microstrip en el proceso de calibración TRL. Si observamos la figura (3.8), es evidente que los parámetros de error que modelan el hardware de medida hasta los planos de referencia (ó de medida) 1 y 2, deben ser invariantes durante toda la calibración. Esta es la hipótesis básica de todo proceso de corrección de errores *sistemáticos*. Si suponemos que estamos realizando una calibración en microstrip, entonces los cuádrupolos de error van a incluir el efecto de las transiciones coaxial-microstrip. Dado que éstas deberán variar de alguna manera al ir conectando sucesivamente los diversos patrones de calibración y el dispositivo a medir (también puede pensarse en el método de efectuar transiciones microstrip-microstrip, como en [DUNLEAVY, 1987], [CURRAN, 1988] y [HEWLETT-PACKARD, 1987]; las consideraciones sobre repetibilidad pueden también aplicarse a este caso), la hipótesis inicial no se cumplirá exactamente, y como resultado tendremos errores *residuales* en la determinación de los parámetros de error. A estos errores, por su origen, los denominaremos de *repetibilidad*. Tal como se constata en la práctica (ver apartado 5.4 del capítulo V), su minimización es de la mayor importancia en la medida de los parámetros S de transistores, y por ello se tratarán teóricamente en el apartado 4.2 del capítulo IV, como una parte de la formulación de los errores residuales de calibración.

La técnica TRL ([ENGEN, 1979]) se propuso originalmente como resultado de la modificación de TSD mediante un concepto (dos cargas iguales) perteneciente a una técnica anterior de calibración descrita en [HOER, 1978]. Aunque el desarrollo matemático de [ENGEN, 1979] se aplica a Analizadores de Redes basados en reflectómetros de 6 accesos, la distinción es artificial puesto que, tal como se comentó en 3.2.3, este tipo de reflectómetro equivale a un reflectómetro de 4 accesos mas un detector vectorial (amplitud y fase). De hecho, en el desarrollo aludido se efectúa al principio la conversión del reflectómetro de 6 puertas en uno equivalente de 4 puertas con la finalidad de poder aplicar el modelo de error utilizado en TSD (figura (3.8)) a la formulación TRL. Por lo tanto, ésta es directamente aplicable al analizador vectorial. La única particularidad es que en [ENGEN, 1979] se continúa suponiendo que se realizan medidas de los coeficientes de reflexión, pero no de transmisión (ambos se miden en los analizadores vectoriales), con lo cual no es posible obtener a partir de la formulación los errores de transmisión ( $e_{10} e_{32}, e_{23} e_{01}$ ). Sin embargo, estos errores pueden también

extraerse fácilmente a partir de las medidas de los coeficientes de transmisión del Thru [SOARES, 1988]. A continuación se analiza la técnica TRL desde el punto de vista teórico, siguiendo el desarrollo contenido en [ENGEN, 1979] y [SOARES, 1988].

Basándonos en la figura (3.8), es conveniente utilizar la matriz R porque facilita los cálculos de parámetros S de cadenas de cuádrupolos en cascada (la matriz R de dos cuádrupolos en cascada es el producto, tomado de izquierda a derecha, de las matrices individuales). Los elementos  $R_{ij}$  de la matriz R de un cuádrupolo pueden ponerse en función de los elementos  $S_{ij}$  de la matriz S del mismo (ver apéndice III-1):

$$R = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} -\Delta_S & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Por lo tanto, las matrices  $R_x, R_y$  de los cuádrupolos de error correspondientes a la entrada y salida, respectivamente, se expresarán como (ver figura (3.8)):

$$R_x = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{10}} \begin{bmatrix} -\Delta_x & e_{00} \\ -e_{11} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$R_y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{32}} \begin{bmatrix} -\Delta_y & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\Delta_x = e_{00}e_{11} - e_{01}e_{10}$$

$$\Delta_y = e_{22}e_{33} - e_{23}e_{32}$$

Por otra parte, según las hipótesis efectuadas para el Thru y el Line (ver apartado 3.3.1), sus correspondientes matrices  $R_{at}, R_{ad}$  serán:

$$R_{at} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$R_{ad} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Los parámetros S medidos para el Thru y el Line en el momento de la calibración serán los del cuádrupolo formado por la cascada de los cuádrupolos de error de entrada, Thru (ó Line) y de error de salida. Por lo tanto sus matrices respectivas  $R_{mt}, R_{md}$  serán:

$$R_{mt} = R_x R_{at} R_y = R_x R_y \quad (3.14)$$

$$R_{md} = R_x R_{ad} R_y \quad (3.15)$$

A partir de (3.14) se obtiene

$$R_y = R_x^{-1} R_{mt}$$

que, substituido en (3.15) resulta en

$$M R_x = R_x R_{ad} \quad (3.16)$$

$$M \stackrel{\Delta}{=} R_{md} R_{mt}^{-1} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix}$$

Utilizando (3.10) y (3.13), la ecuación (3.16) puede reescribirse como:

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-\gamma t} & 0 \\ 0 & e^{\gamma t} \end{bmatrix}$$

$$m_{11} x_{11} + m_{12} x_{21} = x_{11} e^{-\gamma t} \quad (3.17)$$

$$m_{21} x_{11} + m_{22} x_{21} = x_{21} e^{-\gamma t} \quad (3.18)$$

$$m_{11} x_{12} + m_{12} x_{22} = x_{12} e^{\gamma t} \quad (3.19)$$

$$m_{21} x_{12} + m_{22} x_{22} = x_{22} e^{\gamma t} \quad (3.20)$$

La eliminación de  $e^{-\gamma t}$  entre (3.17) y (3.18) y también entre (3.19) y (3.20) origina dos ecuaciones de segundo grado con los mismos términos constantes y, por lo tanto, las mismas raíces, para las incógnitas  $x_{11}/x_{21}$ ,  $x_{12}/x_{22}$  respectivamente:

$$m_{21} \left( \frac{x_{11}}{x_{21}} \right)^2 + (m_{22} - m_{11}) \left( \frac{x_{11}}{x_{21}} \right) - m_{12} = 0$$

$$m_{21} \left( \frac{x_{12}}{x_{22}} \right)^2 + (m_{22} - m_{11}) \left( \frac{x_{12}}{x_{22}} \right) - m_{12} = 0 \quad (3.21)$$

El significado de las incógnitas de las ecuaciones (3.21) puede obtenerse a partir de la definición de los términos  $x_{ij}$  contenida en (3.10):

$$\frac{x_{11}}{x_{21}} = e_{00}$$

$$\frac{x_{12}}{x_{22}} = \frac{\Delta_x}{e_{11}} \quad (3.22)$$

Para identificar a cuál de las dos raíces de (3.21) corresponden las (3.22), veamos la expresión de la matriz M en función de los parámetros de error y de  $e^{-\gamma t}$ . A partir de la definición de M puede llegarse, después algunas manipulaciones, a:

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{10}e_{01}} \begin{bmatrix} e_{00}e_{11}e^{\gamma t} - \Delta_x e^{-\gamma t} & \Delta_x e_{00}(e^{-\gamma t} - e^{\gamma t}) \\ e_{11}(e^{\gamma t} - e^{-\gamma t}) & e_{00}e_{11}e^{-\gamma t} - \Delta_x e^{\gamma t} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Al resolver (3.21), teniendo en cuenta (3.23), se puede demostrar que el signo "+" corresponde a  $e_{00}$  mientras que el signo "-" corresponde a  $\Delta_x/e_{11}$ , con lo que la aparente indeterminación de (3.21) queda eliminada. De todas maneras, también puede identificarse la solución mediante la consideración práctica  $|\Delta_x/e_{11}| \gg |e_{00}|$  en un buen reflectómetro.

El mismo razonamiento seguido para el Test Port 1 puede repetirse con el 2. El sistema de ecuaciones que se planteará ahora será:

$$R_y N = R_{ad} R_y \quad (3.24)$$

$$N = R_{mt}^{-1} R_{md} = \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} \\ n_{21} & n_{22} \end{bmatrix}$$

que puede reescribirse como:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} \\ n_{21} & n_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma t} & 0 \\ 0 & e^{\gamma t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$$

$$y_{11}n_{11} + y_{12}n_{21} = y_{11}e^{-\gamma t} \quad (3.25)$$

$$y_{21}n_{11} + y_{22}n_{21} = y_{21}e^{-\gamma t} \quad (3.26)$$

$$y_{11}n_{12} + y_{12}n_{22} = y_{12}e^{\gamma t} \quad (3.27)$$

$$y_{21}n_{12} + y_{22}n_{22} = y_{22}e^{\gamma t} \quad (3.28)$$

La eliminación de  $e^{-\gamma l}$  entre (3.25) y (3.26) y también entre (3.27) y (3.28), origina dos ecuaciones de segundo grado con los mismos términos constantes y, por lo tanto, las mismas raíces, para las incógnitas  $y_{11}/y_{12}, y_{21}/y_{22}$  respectivamente:

$$\begin{aligned} n_{12} \left( \frac{y_{11}}{y_{12}} \right)^2 + (n_{22} - n_{11}) \left( \frac{y_{11}}{y_{12}} \right) - n_{21} &= 0 \\ n_{12} \left( \frac{y_{21}}{y_{22}} \right)^2 + (n_{22} - n_{11}) \left( \frac{y_{21}}{y_{22}} \right) - n_{21} &= 0 \end{aligned} \quad (3.29)$$

El significado de las incógnitas de las ecuaciones (3.29) puede obtenerse a partir de la definición de los términos  $y_{ij}$  contenida en (3.11):

$$\begin{aligned} \frac{y_{11}}{y_{12}} &= -e_{33} \\ \frac{y_{21}}{y_{22}} &= -\frac{\Delta_y}{e_{22}} \end{aligned} \quad (3.30)$$

Puede seguirse un proceso idéntico al del test Port 1 (ecuación similar a (3.23)) para identificar a cuál de las raíces de (3.29) corresponden las (3.30). También puede identificarse la solución mediante la consideración práctica  $|\Delta_y/e_{22}| \gg |e_{33}|$  en un buen reflectómetro.

Obsérvese que para obtener la directividad en cada Test Port  $e_{00}, e_{33}$ , no ha sido necesario tener información de los planos de referencia de la medida (1 y 2). Lo mismo ocurre para las cantidades  $\Delta_x/e_{11}, \Delta_y/e_{22}$  puesto que la solución de (3.21) y (3.29) se satisface para infinitas combinaciones de  $e_{10}e_{01}$  y  $e_{11}(e_{32}e_{23} + e_{22})$ . Sin embargo, tal como se puede deducir por inspección de la figura (3.8), para determinar el source match para cada puerta,  $e_{11}, e_{22}$ , una vez las directividades son conocidas, necesitamos saber la situación de los planos de referencia. Para ello utilizamos la información proporcionada por el coeficiente de reflexión medido para cada Reflect,  $\Gamma_{mx}, \Gamma_{my}$ . Si  $\Gamma_r$  es el coeficiente de reflexión de éste, se cumple que:

$$\Gamma_r = \frac{1}{e_{11}} \frac{b - \Gamma_{mx}}{\alpha - \Gamma_{mx}} = \frac{1}{e_{22}} \frac{d + \Gamma_{my}}{c + \Gamma_{my}} \quad (3.31)$$

donde a,b,c,d son los valores obtenidos como solución de (3.21) y (3.29):

$$\begin{aligned}
 a &= \frac{\Delta_x}{e_{11}} \\
 b &= e_{00} \\
 c &= -\frac{\Delta_y}{e_{22}} \\
 d &= -e_{33}
 \end{aligned}
 \tag{3.32}$$

Por otra parte, el coeficiente de reflexión del Thru medido en la puerta 1 puede ponerse como:

$$S_{11}^{mt} = \frac{b - a e_{11} e_{22}}{1 - e_{11} e_{22}}
 \tag{3.33}$$

Combinando (3.31) y (3.33), se obtiene una solución explícita para  $e_{11}$ :

$$e_{11}^2 = \frac{b - \Gamma_{mx} c + \Gamma_{my} b - S_{11}^{mt}}{a - \Gamma_{mx} d + \Gamma_{my} a - S_{11}^{mt}}
 \tag{3.34}$$

Una vez obtenido  $e_{11}$ ,  $e_{22}$  se calcula a partir de (3.33). Los términos de respuesta en frecuencia en reflexión  $e_{10} e_{01}$ ,  $e_{32} e_{23}$  pueden ya obtenerse de sus definiciones:

$$e_{10} e_{01} = (b - a) e_{11}
 \tag{3.35}$$

$$e_{32} e_{23} = (c - d) e_{22}
 \tag{3.36}$$

Por último, los términos de respuesta en frecuencia en transmisión  $e_{10} e_{32}$ ,  $e_{23} e_{01}$  se pueden calcular a partir de los coeficientes de transmisión del Thru medidos en ambas direcciones:

$$S_{21}^{mt} = \frac{e_{10} e_{32}}{1 - e_{11} e_{22}}
 \tag{3.37}$$

$$S_{12}^{mt} = \frac{e_{23} e_{01}}{1 - e_{11} e_{22}}
 \tag{3.38}$$

Debido a la redundancia intrínseca del proceso de calibración es posible hacer una prueba de la consistencia de la calibración obtenida calculando  $\Gamma$ , mediante (3.31). También es posible calcular la cantidad  $\gamma l$  a partir de alguna de las ecuaciones (3.17) a (3.20) ó (3.25) a (3.28). Así, por ejemplo:

$$e^{-\gamma l} = m_{11} + \frac{m_{12}}{\alpha} \quad (3.39)$$

En la literatura se menciona una extensión de la técnica TRL, denominada *LRL* (Line-Reflect-Line), consistente en utilizar una línea de longitud diferente a la del Line (y no igual a cero) en lugar del Thru [HOER, 1986; MAURY, 1987]. Sin embargo, si en la técnica TRL se admite un Thru de longitud distinta de cero (y distinta de la del line, por supuesto), la técnica LRL no sería más que un caso particular de TRL. Las ecuaciones de resolución de los parámetros de error serían idénticas a las deducidas en este apartado sin más que substituir la longitud  $l$  del Line por la diferencia de longitudes entre Thru y Line. En efecto, el sistema (3.16), por ejemplo, se escribiría:

$$MR_x = R_x (R_{ad} R_{at}^{-1}) \quad (3.40)$$

$$R_{ad} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l_t} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l_t} \end{bmatrix}$$

$$R_{at}^{-1} = \begin{bmatrix} e^{\gamma l_t} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma l_t} \end{bmatrix}$$

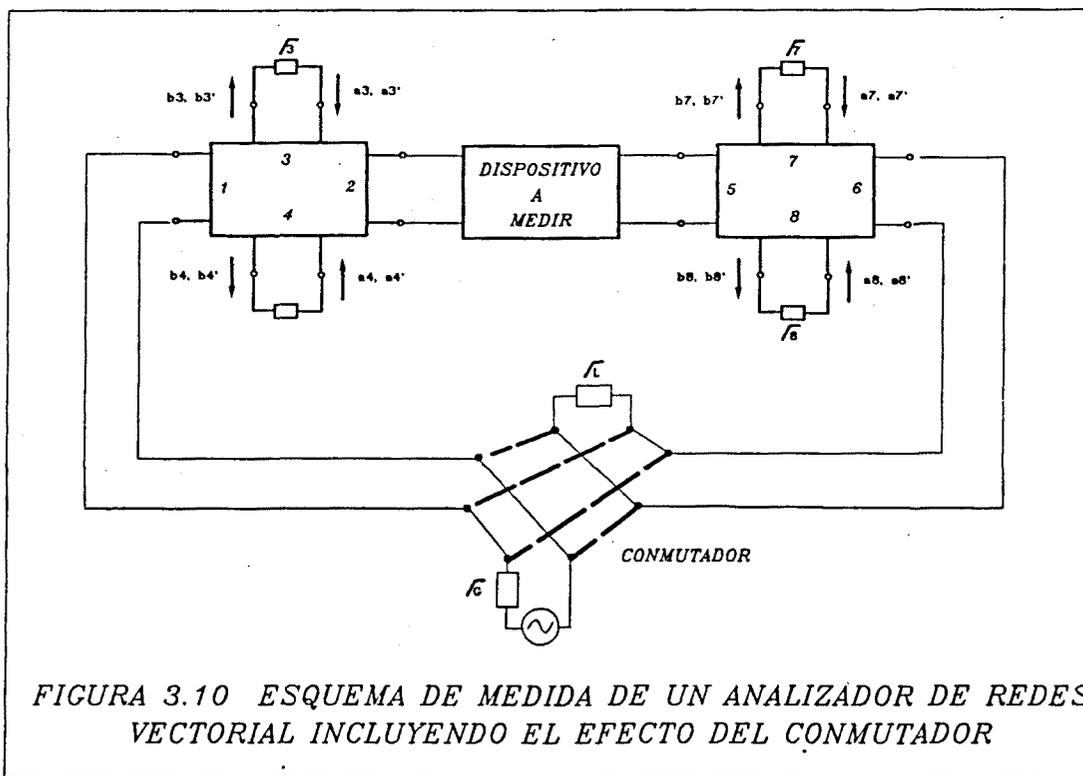
donde  $l_t$  y  $l_l$  son, respectivamente, las longitudes del Thru y del Line. Por lo tanto, si definimos  $\Delta_l = l_t - l_l$ , el producto de matrices que aparece entre paréntesis en (3.40) nos quedará:

$$R_{ad} R_{at}^{-1} = \begin{bmatrix} e^{-\Delta_l} & 0 \\ 0 & e^{\Delta_l} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

con lo cual el sistema (3.40) es formalmente idéntico al (3.16) sin más que substituir  $l$  por  $\Delta_l$  en (3.17) - (3.20).

### 3.3.3 Consideraciones sobre el circuito equivalente que modela los errores sistemáticos en las medidas que utilizan la técnica de calibración TRL

El circuito equivalente utilizado para modelar los errores sistemáticos de medida en el caso de utilización de la técnica TRL de calibración (figura (3.8)), en el cual nos hemos basado para la derivación de las expresiones de los errores en el apartado anterior, requiere un comentario adicional. Si se observa la figura (3.10), en la que aparecen explícitamente las impedancias de carga ó generador a las que se conectan los reflectómetros, y también el conmutador que direcciona la señal en sentido directo ó inverso, según la medida a realizar, y se compara con el circuito equivalente de la figura (3.8), parece como si, aparentemente, en ésta no se hubiera tenido en cuenta el efecto del conmutador. En realidad si se tuvo en cuenta, y a continuación se demuestra la equivalencia entre ambas situaciones, siguiendo el desarrollo contenido en [COMERON, 1988].



Nótese en primer lugar que los accesos 3,4,7,8 de la figura (3.10) son las puertas de medida de los reflectómetros y por lo tanto, las relaciones  $b_4/b_3$ ,  $b_8/b_7$ ,  $b_8/b_7'$ ,  $b_4/b_3'$  son los coeficientes de reflexión y de transmisión

medidos. Las cantidades con ' son las correspondientes al sentido inverso de propagación. Los coeficientes de reflexión  $\Gamma_3, \Gamma_4$  actúan como generador y carga para el sentido directo y como carga y generador para el sentido inverso, respectivamente.

Para que el circuito equivalente de la figura (3.8), caracterizado por una cierta matriz de parámetros  $S, \Sigma$ , sea una representación unívoca de la situación de la figura (3.10), con independencia de la posición del conmutador (y, por lo tanto, de las condiciones de carga en las puertas 1 y 6), es condición necesaria y suficiente que la relación entre las ondas  $b_3, b_4, b_7, b_8$  sea lineal e independiente de las situaciones de carga en las puertas 1 y 6. Es decir, debe cumplirse:

$$b_4 = Ab_3 + Bb_7$$

$$b_8 = Cb_3 + Db_7$$

donde las constantes A,B,C,D son independientes de las condiciones de carga de las puertas 1 y 6.

Tal condición puede demostrarse fácilmente escribiendo la matriz de parámetros  $S$  de un dispositivo de 6 puertas (1,3,4,6,7,8 en la figura (3.10)) y teniendo en cuenta que las puertas 3,4,7,8 están cargadas con impedancias de coeficiente de reflexión  $\Gamma_3, \Gamma_4, \Gamma_7, \Gamma_8$ , respectivamente, de tal manera que se cumple la siguiente relación entre  $a_3, a_4, a_7, a_8$  y  $b_3, b_4, b_7, b_8$ :

$$a_3 = \Gamma_3 b_3$$

$$a_4 = \Gamma_4 b_4$$

$$a_7 = \Gamma_7 b_7$$

$$a_8 = \Gamma_8 b_8$$

Teniendo en cuenta esta importante propiedad, pueden ponerse las relaciones medidas  $b_4/b_3, b_8/b_3, b_8/b_7, b_4/b_7$  en función solamente de los parámetros  $s$  de los reflectómetros, de  $\Gamma_3, \Gamma_4, \Gamma_7, \Gamma_8$  y de los parámetros  $S$  del dispositivo insertado. Lo mismo podría decirse para las expresiones de los parámetros de error de los 2 cuádrupolos de error de la figura (3.8) en función de los parámetros  $s$  de los reflectómetros y de  $\Gamma_3, \Gamma_4, \Gamma_7, \Gamma_8$ .

Una cuestión práctica fundamental que en este punto queda aún por definir, es el método de medida de los parámetros S del cuadripolo formado por los cuadripolos de error con el dispositivo insertado, que antes hemos denominado matriz  $\Sigma$ . Para ello, algunos analizadores comerciales (véase [RYTTING 1987]) utilizan las relaciones medidas  $b_4/b_3, b_8/b_3, b'_4/b'_3, b'_8/b'_3$  de la siguiente forma. Observando la figura (3.10), y debido a la invarianza del circuito equivalente (figura (3.8)) con respecto al sentido del flujo de señal (demostrada anteriormente), se pueden establecer las siguientes relaciones:

$$b_4 = \Sigma_{11} b_3 + \Sigma_{12} b_7$$

$$b_8 = \Sigma_{21} b_3 + \Sigma_{22} b_7$$

$$b'_4 = \Sigma_{11} b'_3 + \Sigma_{12} b'_7$$

$$b'_8 = \Sigma_{21} b'_3 + \Sigma_{22} b'_7$$

que constituye un sistema de 4 ecuaciones con 4 incógnitas (los elementos de la matriz  $\Sigma$ ) cuya solución es:

$$\begin{aligned} \Sigma_{11} &= \frac{\frac{b_4}{b_3} - \frac{b_7 b'_4}{b_3 b'_7}}{1 - \frac{b_7 b_3}{b_3 b'_7}} & \Sigma_{12} &= \frac{\frac{b'_4}{b'_7} - \frac{b_4 b'_3}{b_3 b'_7}}{1 - \frac{b_7 b_3}{b_3 b'_7}} \\ \Sigma_{21} &= \frac{\frac{b_8}{b_3} - \frac{b_7 b'_8}{b_3 b'_7}}{1 - \frac{b_7 b_3}{b_3 b'_7}} & \Sigma_{22} &= \frac{\frac{b'_8}{b'_7} - \frac{b_8 b'_3}{b_3 b'_7}}{1 - \frac{b_7 b_3}{b_3 b'_7}} \end{aligned} \quad (3.42)$$

El Analizador de Redes puede entonces utilizar (3.42) para calcular la matriz  $\Sigma$  a partir de las 4 relaciones medidas. Si, previamente, se ha calibrado el sistema mediante la técnica TRL, conocemos también los parámetros de error (figura (3.8)) y así, a partir de las  $\Sigma$ , los parámetros S del dispositivo.

## APENDICE III-1 ECUACIONES DE CONVERSION ENTRE PARAMETROS S Y

R

## Conversión de R a S

$$S_{11} = \frac{R_{12}}{R_{22}} \quad S_{12} = \frac{\Delta_R}{R_{22}}$$

$$S_{21} = \frac{1}{R_{22}} \quad S_{22} = -\frac{R_{21}}{R_{22}}$$

$$\Delta_R = R_{11}R_{22} - R_{12}R_{21}$$

## Conversión de S a R

$$R_{11} = -\frac{\Delta_S}{S_{21}} \quad R_{12} = \frac{S_{11}}{S_{21}}$$

$$R_{21} = -\frac{S_{22}}{S_{21}} \quad R_{22} = \frac{1}{S_{21}}$$

$$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

