

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.

---

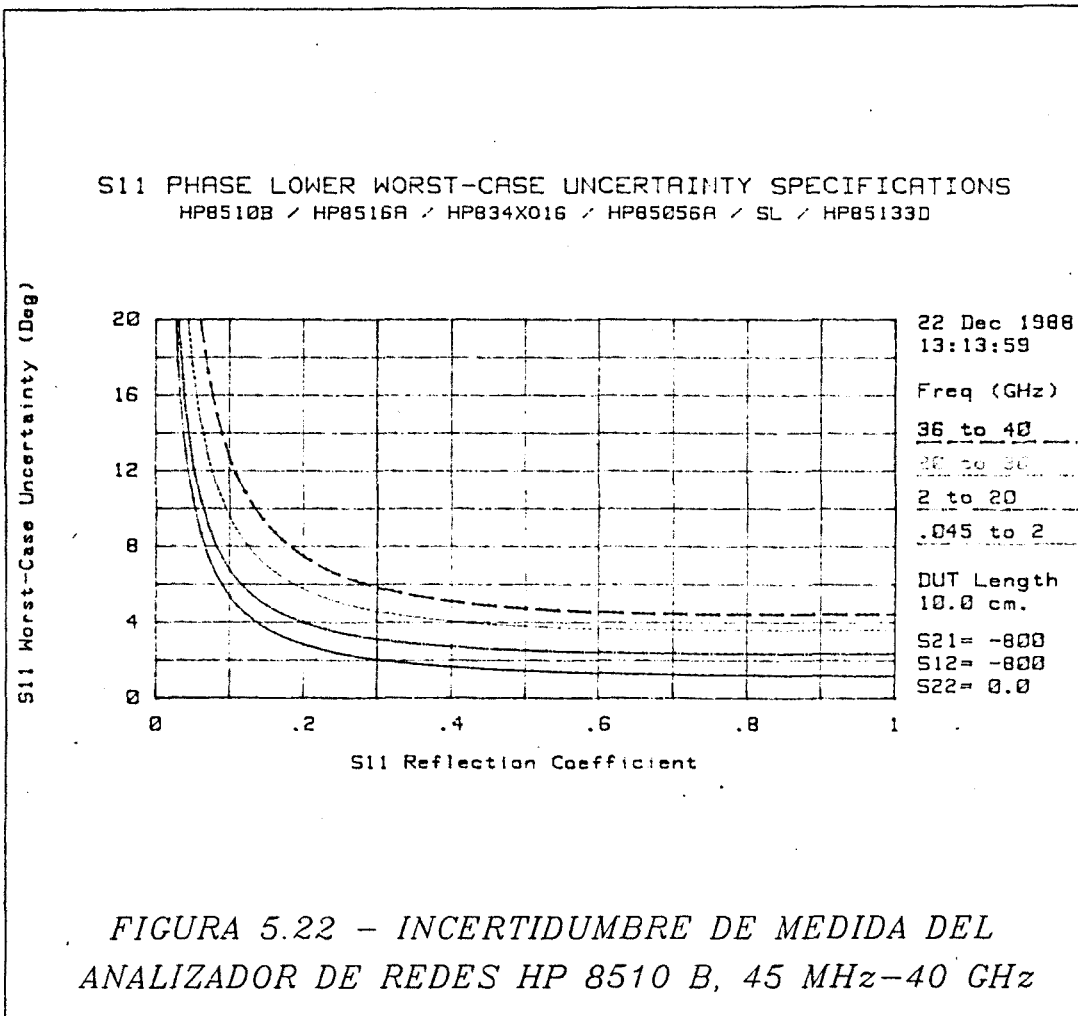
Tesis doctoral presentada a la  
Universitat Politècnica de Catalunya  
para la obtención del título de Doctor  
Ingeniero de Telecomunicación.

Barcelona, Octubre 1989.

---

### 5.4.1 Evaluación aproximada de la repetibilidad

La evaluación de la repetibilidad requiere efectuar medidas de parámetros S en reflexión ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) de los propios Test Fixtures con los diversos patrones de calibración montados. Para ello deberemos primero calibrar el Analizador de Redes en sus puertas de medida coaxiales (que después se conectarán a los Test Fixtures). El tipo de calibración utilizada será aquella para la que se dispone un conjunto de patrones de calibración coaxiales precisos (comúnmente denominado *Kit de Calibración*). Hasta 26.5 GHz se utiliza el Kit de 3.5 mm tipo + con carga deslizante tipo +. Por encima de esta frecuencia (hasta 40 GHz) se utiliza el Kit de 2.4 mm tipo HP 85056 A, que incluye carga deslizante. Una cuestión previa que surge al tratar de evaluar repetibilidades de los Test Fixtures (que van a ser en general buenas, es decir, de valor muy pequeño), es si la precisión que el propio instrumento proporciona es suficiente. El fabricante proporciona la incertidumbre de medida del Analizador después de la calibración OSL en 2.4 mm utilizando el Kit mencionado [HEWLETT-PACKARD, 1988]. Por lo que respecta a medidas en reflexión, examinemos por ejemplo la incertidumbre (caso peor) en la medida del parámetro  $S_{11}$  (la de  $S_{22}$  es prácticamente idéntica). En la figura (5.22) se representa esta incertidumbre de medida para el módulo y la fase, en función del módulo de  $S_{11}$ . Observemos que para pequeños valores del módulo del parámetro medido (que es el caso normal en la medida de repetibilidad) tendremos importantes errores de medida de la fase y pequeños errores de medida del módulo. Si por ejemplo consideramos la medida de un coeficiente de reflexión de valor 0.05 (-26 dB), a 3 GHz tendremos una incertidumbre de  $10^\circ$  y 0.01, respectivamente (caso peor), y a 40 GHz,  $24^\circ$  y 0.02, respectivamente (caso peor). Las medidas de repetibilidad de las conexiones de los Test Fixtures consisten siempre en la *diferencia* entre dos medidas consecutivas del parámetro en reflexión. Aplicado a nuestro ejemplo, ello significa una medida de la repetibilidad de -37 dB (a 3 GHz) y -30 dB (a 40 GHz) para el caso en que ésta es ideal ( $-\infty$ ). En los apartados 5.4.2 y 5.4.3 veremos que este margen de valores corresponden a las cotas de repetibilidad más habituales. Por lo tanto, cabe esperar errores de medida de la repetibilidad del orden de + 6 dB (suma en fase) a  $-\infty$  (suma en oposición de fase). Estos valores, sin embargo, deben considerarse pesimistas, puesto que se refieren al caso peor. Veamos a continuación el método aproximado para la evaluación de la directividad.



Supongamos que efectuamos una calibración convencional OSL (Full Two-Port) en los planos de los conectores coaxiales del Test Fixture (m y m' en la figura (5.21)). El parámetro  $S_{11}$  del Test Fixture medido por el Analizador se puede expresar, teniendo en cuenta la notación del apartado 4.2.2, como:

$$S'_{11} = e_{00}^b + \frac{e_{01}^b e_{10}^b S_{11}^p}{1 - e_{11}^b S_{11}^p} \quad ((5.2))$$

siendo  $S_{11}^p$  el parámetro  $S_{11}$  de la parte restante del Test Fixture (marcada "p" en la figura (5.21)). Si ahora desconectamos la transición 1 y la volvemos a conectar (se supone que la transición 2 permanece conectada en todo el proceso y que el patrón de calibración insertado -Thru ó Line- no cambia), la nueva medida de  $S'_{11}$  diferirá de la

anterior debido a la falta de repetibilidad de la conexión 1. Ésta tendrá ahora unos nuevos parámetros  $e_{ij}^{b'}$  que se diferenciarán de los  $e_{ij}^b$ , precisamente por las repetibilidades asociadas a cada uno de ellos:

$$e_{00}^{b'} = e_{00}^b + \Delta_{00}^{b'} \quad ((5.3))$$

$$e_{11}^{b'} = e_{11}^b + \Delta_{11}^{b'} \quad ((5.4))$$

$$e_{01}^{b'} e_{10}^{b'} = e_{01}^b e_{10}^b + \Delta' (e_{01}^b e_{10}^b) \quad ((5.5))$$

La nueva medida de  $S_{11}^{f'}$ , que denominaremos  $S_{11}^{f''}$  se expresará como:

$$S_{11}^{f''} = e_{00}^{b'} + \frac{e_{01}^{b'} e_{10}^{b'} S_{11}^p}{1 - e_{11}^{b'} S_{11}^p} \quad ((5.6))$$

Substituyendo (5.3) a (5.5) en (5.6) y efectuando un desarrollo de primer orden, obtendremos una expresión aproximada para  $S_{11}^{f''}$ :

$$S_{11}^{f''} = S_{11}^{f'} + \Delta_{00}^{b'} + \left( \Delta_{01}^{b'} + \frac{e_{01}^b e_{10}^b \Delta_{11}^{b'} S_{11}^p}{1 - e_{11}^b S_{11}^p} \right) \frac{S_{11}^p}{1 - e_{11}^b S_{11}^p} \quad ((5.7))$$

Nótese que las primas se refieren a las repetibilidades de una determinada transición respecto a ella misma, es decir, utilizando siempre el mismo patrón de calibración (Thru ó Line). Por tanto no coincidirán con las que se listan en (5.1), que expresan las diferencias entre la conexión del Thru y del Reflect. Por otra parte, el módulo del parámetro  $S_{11}^p$  en la expresión (5.7) será mucho menor que la unidad si las líneas de transmisión C, el propio patrón de calibración (Thru ó Line), y la transición B, son de buena calidad. Por lo tanto, en una primera aproximación, podemos considerar que:

$$S_{11}^{f''} - S_{11}^{f'} = \Delta_{00}^{b'} \quad ((5.8))$$

Es decir, la diferencia entre dos medidas sucesivas de  $S_{11}^{f'}$ , mediando entre ambas un ciclo de desconexión/conexión de la transición, es aproximadamente igual a la repetibilidad del parámetro  $e_{00}^b$  referida a un mismo patrón de calibración. Aun no siendo ésta la característica buscada, este proceso de medida nos permite tener una primera cota para la repetibilidad. Nos referiremos a él como medida de la *repetibilidad de la desconexión/conexión de la transición pin/microstrip*. Una cota más realista sólo

puede obtenerse cambiando el patrón de calibración entre dos medidas sucesivas de  $S_{11}^p$ . En tal caso, sin embargo, el parámetro  $S_{11}^p$  varía entre ambas medidas, en una cantidad  $\Delta_1^p$  que puede suponerse pequeña si se utiliza el mismo patrón pero con sus dos extremos intercambiados (esta es una posible manera de obtener medidas que sean comparables):

$$S_{11}^{p'} = S_{11}^p + \Delta_1^p \quad ((5.9))$$

En tal caso, si sustituimos  $S_{11}^p$  por  $S_{11}^{p'}$  (ecuación (5.9)) en (5.6), la diferencia entre dos medidas sucesivas de  $S_{11}^{p'}$  se podrá expresar como:

$$\begin{aligned} S_{11}^{p''} - S_{11}^{p'} &= \Delta_{00}^b + \left( \Delta_{01}^b + \frac{e_{01}^b e_{10}^b \Delta_{11}^b S_{11}^{p'}}{1 - e_{11}^b S_{11}^{p'}} \right) \frac{S_{11}^{p'}}{1 - e_{11}^b S_{11}^{p'}} + \\ &+ \Delta_1^p e_{01}^b e_{10}^b \left( 1 + \frac{S_{11}^{p'} e_{11}^b}{1 - e_{11}^b S_{11}^{p'}} \right) \end{aligned} \quad ((5.10))$$

Nótese que el tercer sumando a la derecha de la igualdad no puede suponerse despreciable frente a  $\Delta_{00}^b$ . Observando que  $S_{11}^p$  en (5.10) puede substituirse aproximadamente por  $S_{11}^{p'}$  en una aproximación de primer orden, la diferencia entre las dos medidas sucesivas de  $S_{11}^{p'}$  se expresará como:

$$S_{11}^{p''} - S_{11}^{p'} = \Delta_{00}^{b'} + \left( \Delta_{01}^b + \frac{e_{01}^b e_{10}^b \Delta_{11}^b S_{11}^{p'}}{1 - e_{11}^b S_{11}^{p'}} \right) \frac{S_{11}^{p'}}{1 - e_{11}^b S_{11}^{p'}} \quad ((5.11))$$

$$\Delta_{00}^{b'} \stackrel{\Delta}{=} \Delta_{00}^b + \Delta_1^p e_{01}^b e_{10}^b \left( 1 + \frac{S_{11}^{p'} e_{11}^b}{1 - e_{11}^b S_{11}^{p'}} \right) \quad ((5.12))$$

Observando la forma de la expresión anterior, y teniendo en cuenta la figura (5.21), resultará que  $\Delta_{00}^{b'}$  no es más que la repetibilidad asociada al parámetro  $e_{00}^b$  bajo la condición de cambio de patrón de calibración (en realidad, tal como se indicó, se trata del mismo patrón pero con los extremos intercambiados). Por otra parte, el módulo del parámetro  $S_{11}^{p'}$  en las expresiones (5.11) y (5.12) puede considerarse nuevamente mucho menor que la unidad si las líneas de transmisión C, el propio patrón de calibración (Thru ó Line), y la transición  $B_y$  son de buena calidad. Por lo tanto, en una primera aproximación, podemos considerar que:

$$S_{11}^{p''} - S_{11}^{p'} = \Delta_{00}^{b'} \quad ((5.13))$$

donde:

$$\Delta_{00}^{b'} = \Delta_{00}^b + \Delta_1^p e_{01}^b e_{10}^b \quad ((5.14))$$

Es decir, la diferencia entre dos medidas sucesivas de  $S_{11}^b$ , mediando entre ambas un ciclo de desconexión/conexión de la transición y un intercambio entre los extremos del patrón de calibración, es aproximadamente igual a la repetibilidad del parámetro  $e_{00}^b$  referida a distintos patrones de calibración. Este proceso de medida nos permite pues obtener una cota más realista para la repetibilidad. Nos referiremos a él como medida de la *repetibilidad de los circuitos de un patrón de calibración*.

El mismo razonamiento puede seguirse para el Test Port 2 y obtendríamos unas relaciones idénticas a (5.11) - (5.14) para ambas repetibilidades, referidas en esta ocasión al parámetro  $e_{33}^b$ . Para el resto de parámetros no existe un método de medida que pueda proporcionarnos una cota para su repetibilidad, aunque, en primera aproximación, puede suponerse que son del mismo orden de magnitud que las de los parámetros  $e_{00}^b$ ,  $e_{33}^b$ .

El Analizador de Redes utilizado (HP 8510 B) permite efectuar las medidas en el dominio temporal (además del más habitual, es decir, el frecuencial), mediante la aplicación de la transformada rápida de Fourier a la señal medida. Ello es equivalente a obtener una descripción espacial del circuito que puede resultar de gran utilidad. Si, por ejemplo, se transforma el parámetro  $S_{11}^b$  al dominio del tiempo, es posible identificar la primera transición coaxial-microstrip, el tramo de línea de transmisión, y la transición coaxial-microstrip del otro acceso. La característica individual de cada parte del circuito resulta más fiable cuanto más cerca nos encontremos del origen. Así pues, la correspondiente a la primera transición coaxial-microstrip será mucho más precisa que la segunda [RYTTING, 1984].

El Analizador de Redes permite, asimismo, trabajar con *puertas temporales* para aislar zonas de interés de la representación (utilizamos aquí la denominación *puerta* en lugar de la más habitual *ventana*, siguiendo la nomenclatura del fabricante del Analizador [HEWLETT-PACKARD, 1984], que utiliza *ventana* con otro significado). Así, si en la medida de  $S_{11}^b$  situamos una puerta en la zona identificada como primera transición coaxial-microstrip y después pasamos a dominio frecuencial, obtendremos la característica de la transición aislada. La utilización de puertas temporales equivale, en

realidad (si la puerta fuera ideal, es decir, sin rizados y con límites bruscos), a suponer que inmediatamente después de ésta el coeficiente de reflexión es cero. Aplicado al caso de la medida de  $S_{11}''$ , ello significa que el parámetro  $S_{11}$  es cero (siempre que la puerta esté perfectamente situada). En definitiva (utilizando (5.2)) estaremos midiendo precisamente el parámetro  $e_{00}^b$ . Dado que nunca podremos delimitar con absoluta precisión la característica de la transición (debido a que el ancho de banda de la señal medida, utilizado en la transformada de Fourier, es finito), y las puertas nunca serán ideales [RYTTING, 1984], la medida efectuada no coincidirá exactamente con  $e_{00}^b$ , pero cabe esperar una mayor precisión que sin la utilización de puertas temporales. En cualquier caso, será interesante comparar ambos tipos de medidas (con y sin puertas temporales).

#### 5.4.2 Test Fixture para el margen 3-22 GHz. Medidas de repetibilidad

En la referencia [PRADELL, EuMC 1989; URSI 1989] se resumen los resultados relacionados en este apartado. En primer lugar se presentan las medidas de *repetibilidad de la desconexión/conexión de la transición pin/microstrip*. Decíamos en 5.4.1 que constituían una primera cota para la repetibilidad de la transición. Las causas que provocan falta de repetibilidad en un proceso tan elemental como es el de desconexión/conexión son las pequeñas diferencias en el alineamiento pin-pista, en la presión pin-pista y en el encaramiento y presión de las superficies de masa. La medida consiste en los siguientes pasos:

- 1 - Calibración OSL (Full Two Port) en el plano de los conectores.
- 2 - Medida frecuencial de  $S_{11}''$  con el Thru insertado. Guardar en memoria
- 3 - Pasar a dominio temporal y aislar la respuesta de la transición.
- 4 - Pasar a dominio frecuencial la respuesta aislada. Guardar en memoria
- 5 - Desconectar y reconectar la transición 1.
- 6 - Repetir los pasos 2 a 4.
- 7 - Restar las correspondientes memorias para las medidas frecuenciales. De esta manera se obtienen las cotas absolutas para la repetibilidad de  $e_{00}^b$  referida a un mismo patrón de calibración.

8 - Dividir los resultados de 7 por las correspondientes medidas frecuenciales (las obtenidas en 2 y 4, por ejemplo). Así se obtienen las cotas relativas para la repetibilidad.

9 - Repetir los pasos 2 a 8 para la transición 2 del Thru.

10 - Repetir los pasos 2 a 9 para el Line y para el Reflect.

El proceso anterior puede efectuarse muy fácilmente en el Test Fixture de 3 a 22 GHz porque las transiciones 1 y 2 son independientes entre sí. Las medidas relativas tienen interés porque *a priori* puede esperarse una disminución en valor absoluto de la repetibilidad (empeoramiento de la misma) a frecuencias elevadas, debido simplemente a que los módulos de los coeficientes de reflexión medidos son mayores (ver figura (5.23)). Este efecto puede compensarse dividiendo la repetibilidad absoluta por el módulo de una de ellas, obteniendo así una medida relativa.

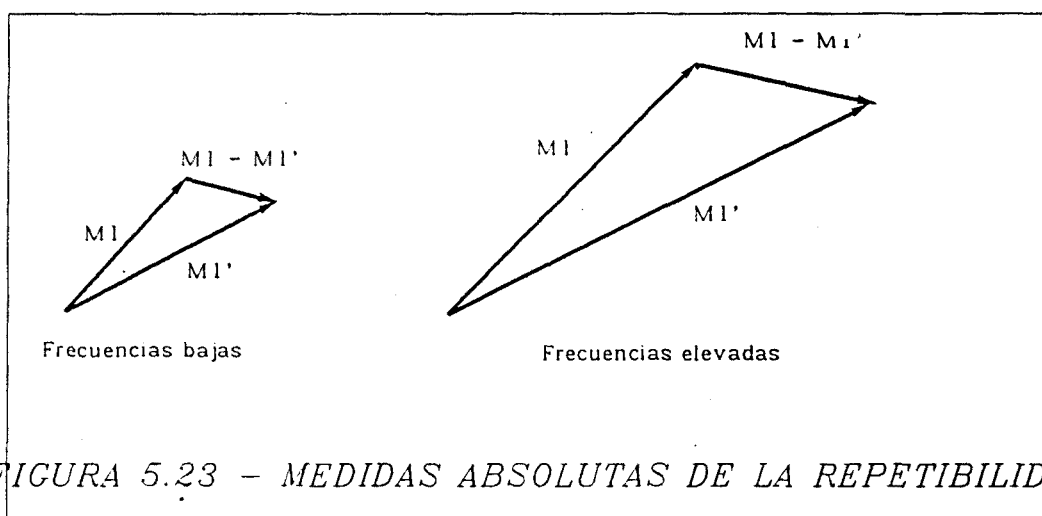
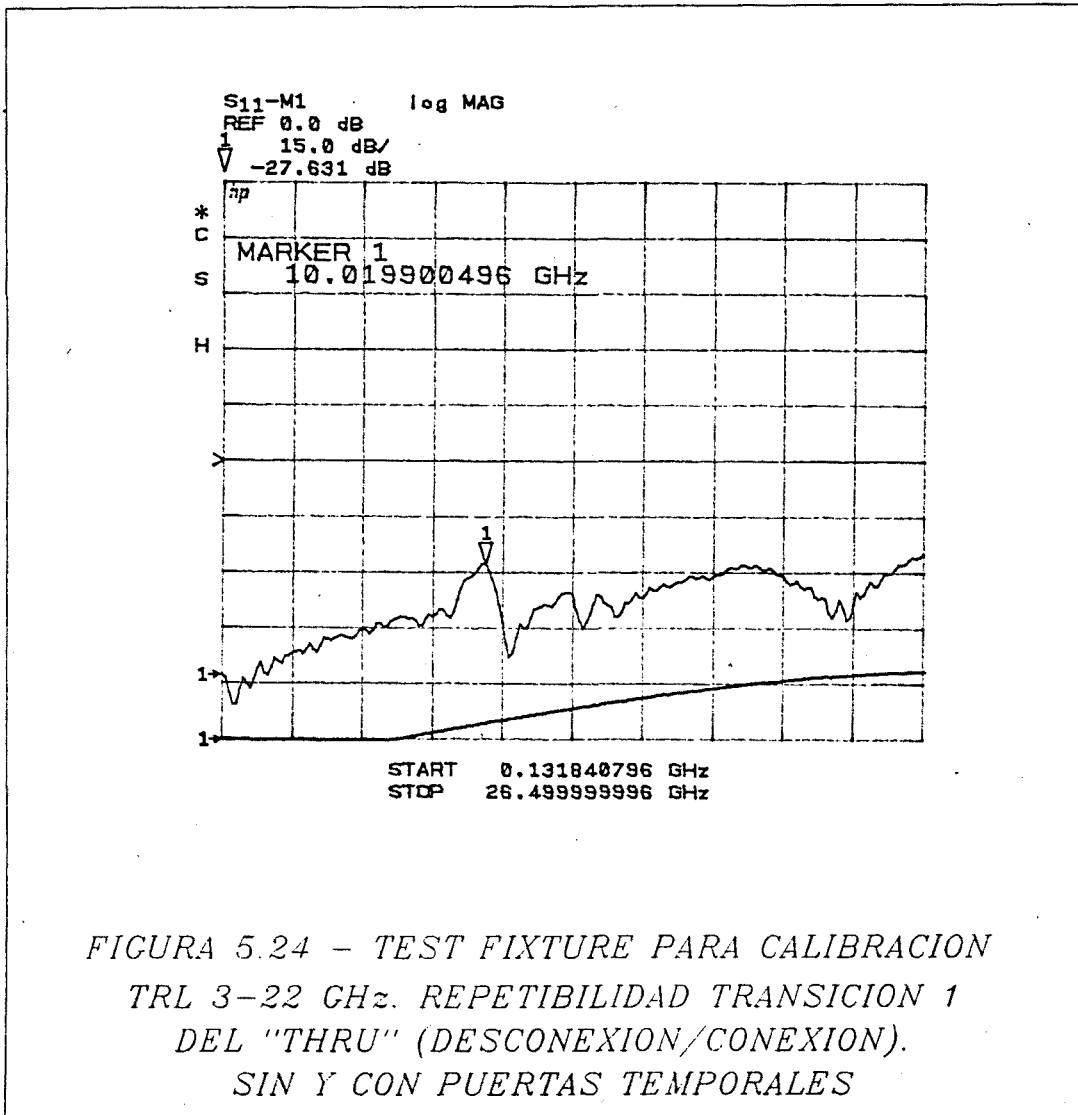


FIGURA 5.23 - MEDIDAS ABSOLUTAS DE LA REPETIBILIDAD

Las medidas obtenidas para la transición 1 (sin y con puertas temporales) se muestran en la figura (5.24). Obsérvese que con filtrado temporal se obtiene, básicamente, una *suavización* de la característica. Ésta, además, es monótona creciente, como podría esperarse al ir aumentando la frecuencia. Las variaciones en frecuencia observadas en la característica al no utilizar puertas temporales se deben a la interacción con el fador  $S_{f1}$ , cuya fase varía al variar la frecuencia (casos particulares son los máximos -suma en fase- y los mínimos -suma en oposición de fase-). Los valores obtenidos son siempre mejores (inferiores) con filtrado temporal porque, precisamente, se aíslan los efectos de la transición. Los peores valores obtenidos se sitúan en torno a

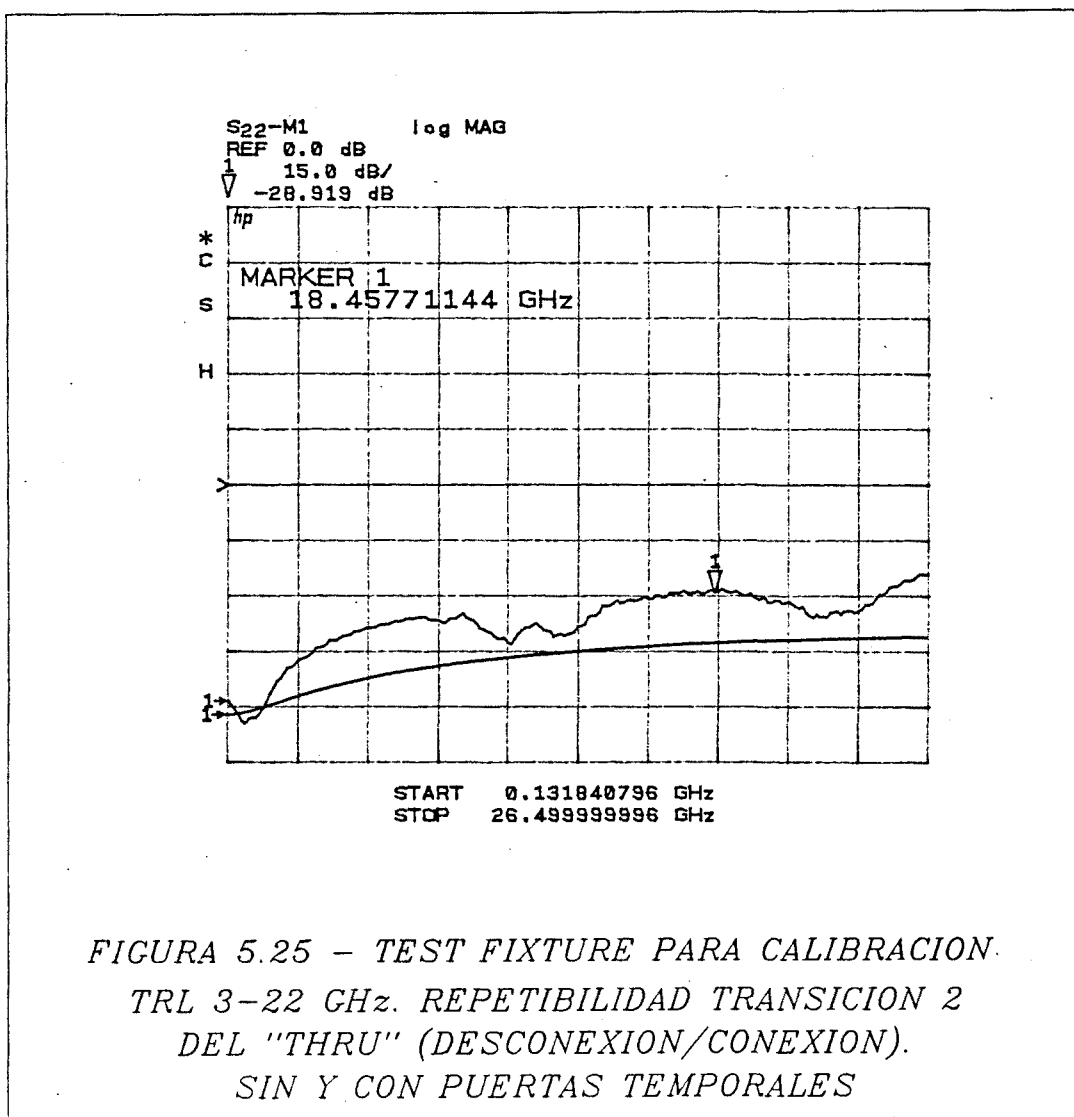


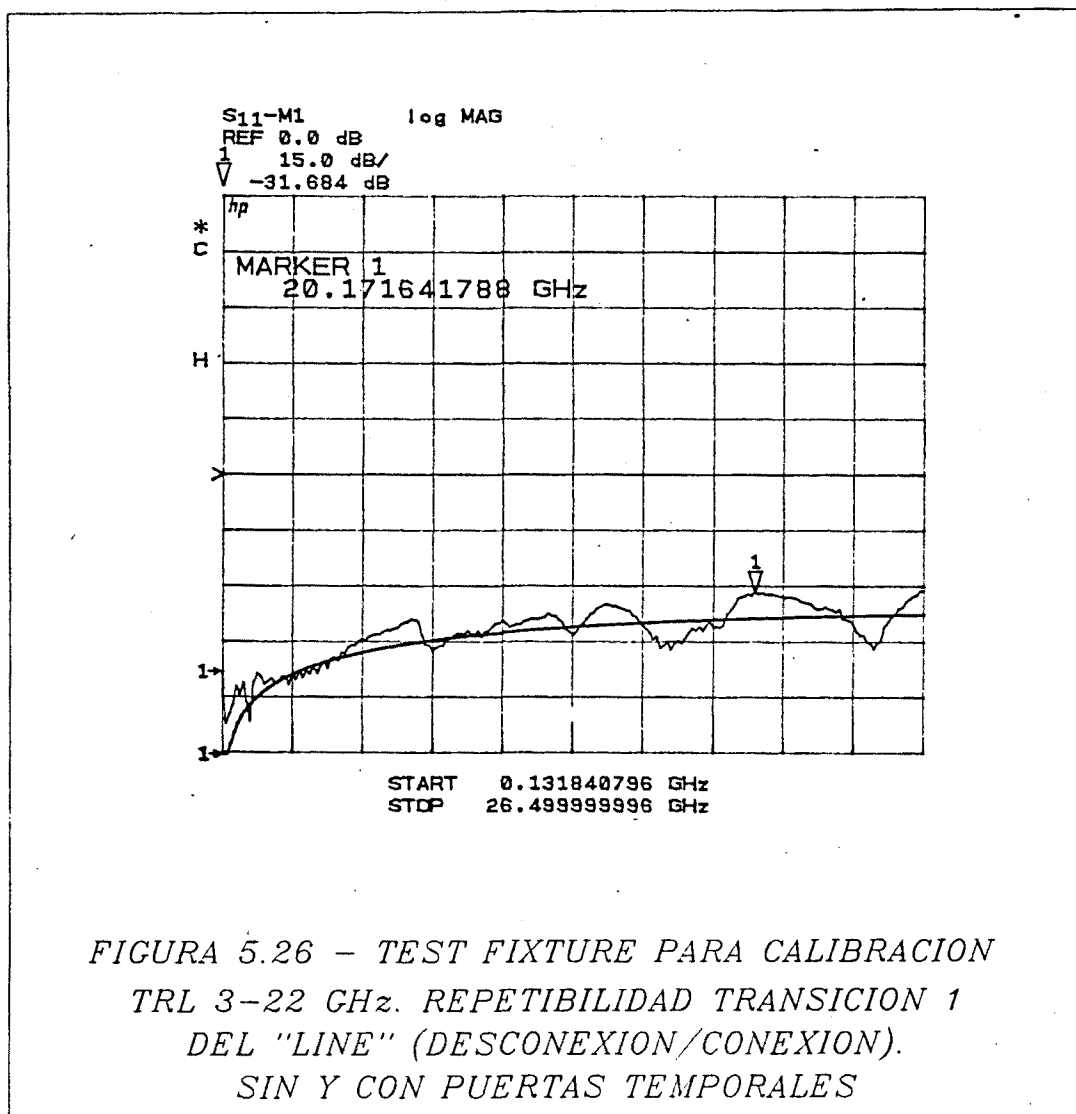
-30 dB sin filtrado temporal y en torno a -40 dB, con filtrado temporal, en el extremo superior de la banda, que es una cota satisfactoria (compárese por ejemplo con [CASCADE, Microwave Journal, 1988]).



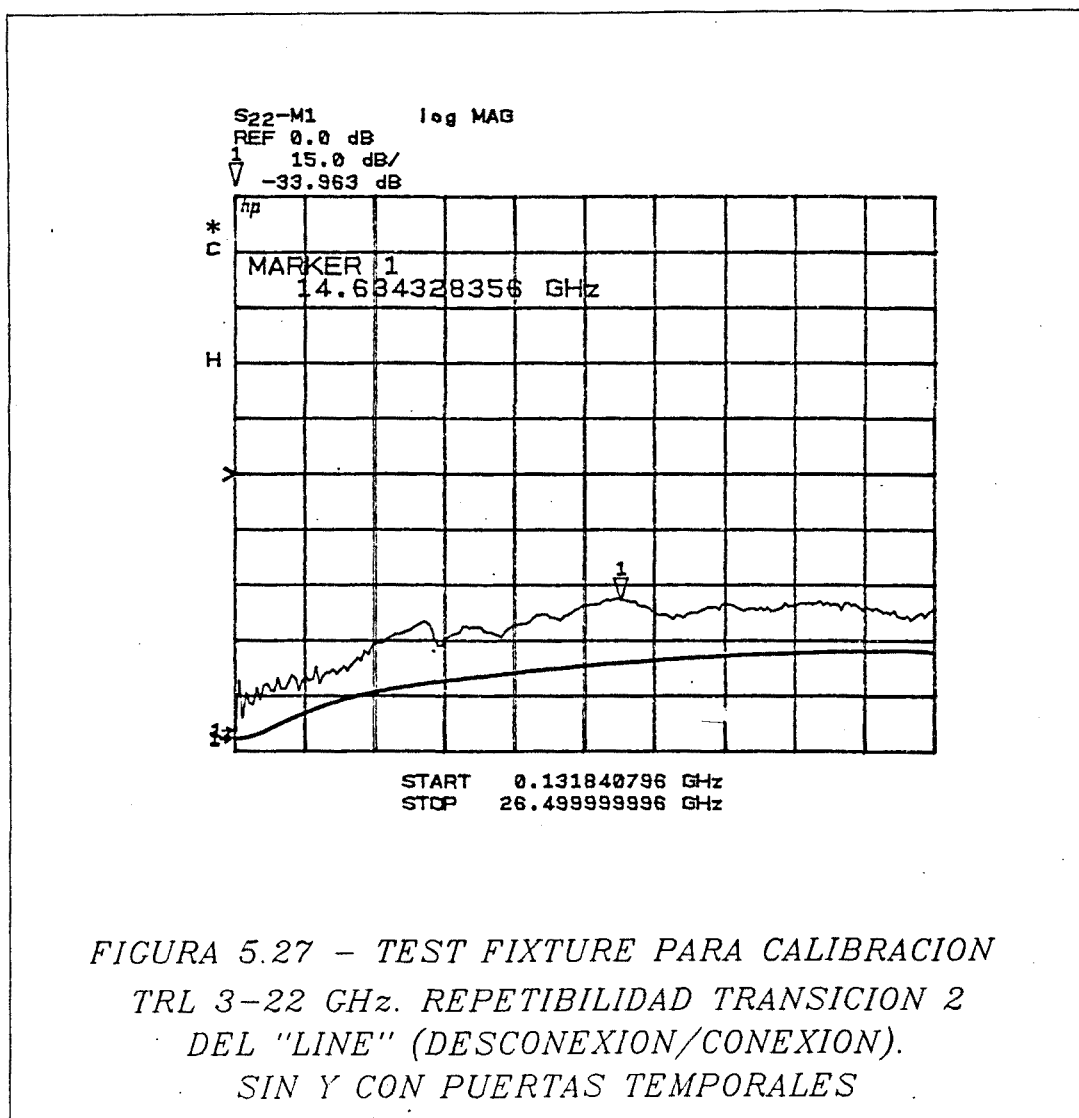
Idénticas consideraciones podríamos hacer para la transición 2 del Thru (ver figura (5.25)).

La repetibilidad para las transiciones 1 y 2 del Line (figuras (5.26) y (5.27)) obedece a la misma ley, aunque se observa, en general que es algo mejor (-34 dB sin filtrado y -44 dB con filtrado). Ello se debe, probablemente, a un mejor acoplo mecánico de las transiciones al circuito.

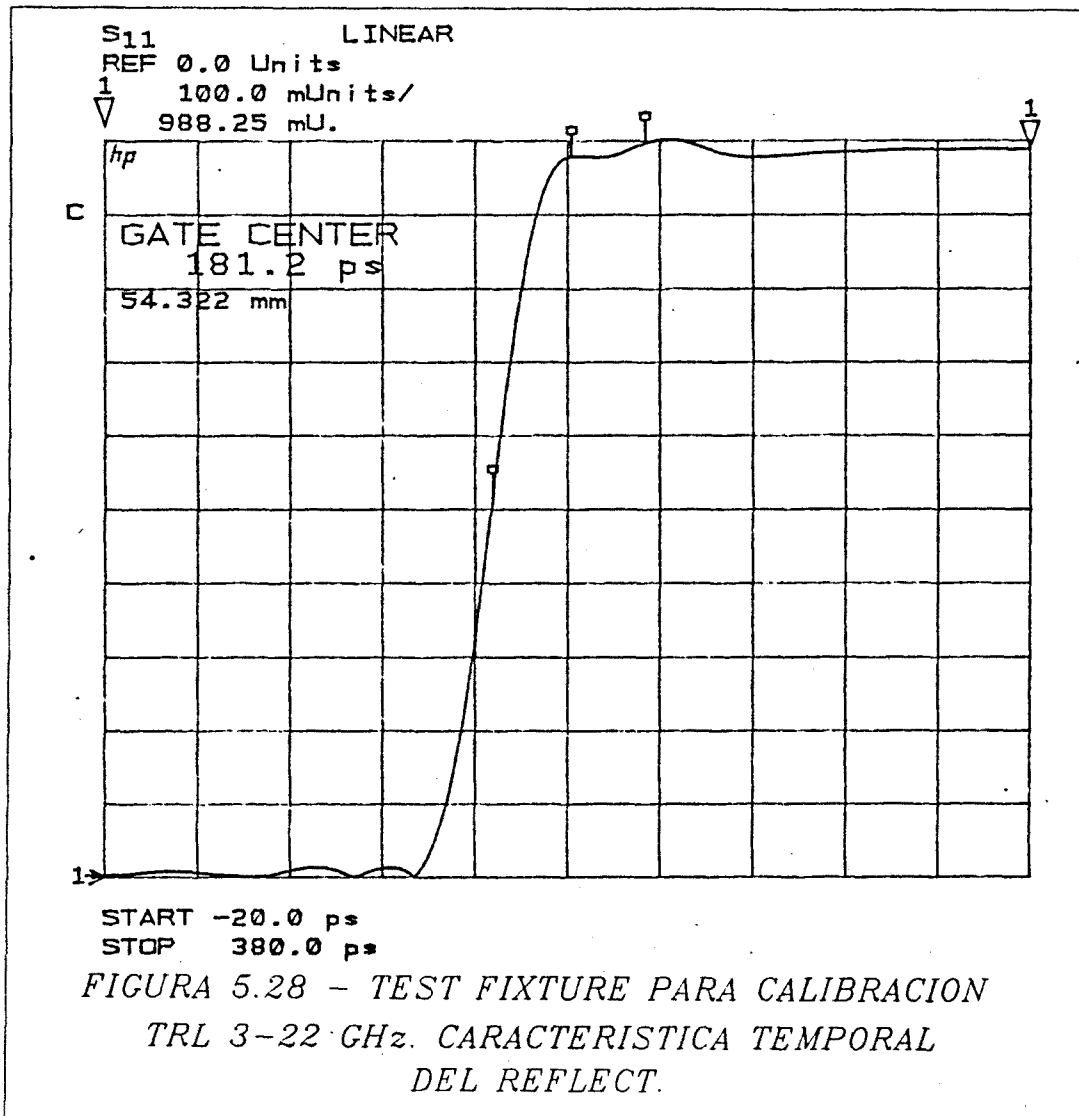




La medida de la repetibilidad de la desconexión/conexión en el Reflect tiene un inconveniente importante. Obsérvese, por una parte, que el parámetro  $S_{11}^r$  tiene un módulo muy elevado (próximo a 1) debido a la presencia del cortocircuito. Ello implica que las diferencias entre medidas repetidas de  $S_{11}^r$  no podrán expresarse de la manera sencilla indicada por la ecuación (5.7), y por tanto no estaremos midiendo (ni siquiera en forma aproximada) el parámetro  $e_{\text{ob}}$ . Podría pensarse en solucionar este inconveniente mediante filtrado por puerta temporal, pero ello no proporcionará resultados satisfactorios en este caso debido a la forma peculiar de la característica temporal del parámetro  $S_{11}^r$  del Reflect (figura (5.28)).



En efecto, el coeficiente de reflexión debido al cortocircuito tiene un módulo mucho mayor que el debido a la propia transición, y ésta queda entonces fuertemente *enmascarada* por aquél debido a que el ancho de banda de la medida es finito. Debido al importante solape, y a que la puerta no tiene una característica ideal, el filtrado temporal sólo puede resolvernos en parte el problema. Los resultados obtenidos para la repetibilidad (figura (5.29)) son, sin embargo, buenos para el conector 2 (-35 dB) y peores para el 1 (-18 dB), sin que estos resultados puedan considerarse una medida aproximada de  $e_{00}^b$  por las razones expuestas.



A continuación se presentan las medidas correspondientes a la *repetibilidad de los circuitos de un patrón de calibración*. Para ello se comparan los extremos de los patrones de calibración. El proceso es el mismo de la anterior serie de medidas (pasos 1 a 10) excepto el paso 5, que debe substituirse por:

- 5 - Desconectar la transición 1 y la 2. Intercambiar los extremos del circuito.

Obsérvese que este tipo de medidas nos obliga a desconectar también la otra transición, lo cual implica que  $S_{11}^i$  no permanecerá constante, pero veamos que la repetibilidad obtenida era, aproximadamente, la de  $e_{\%}^0$  referida al cambio de circuito

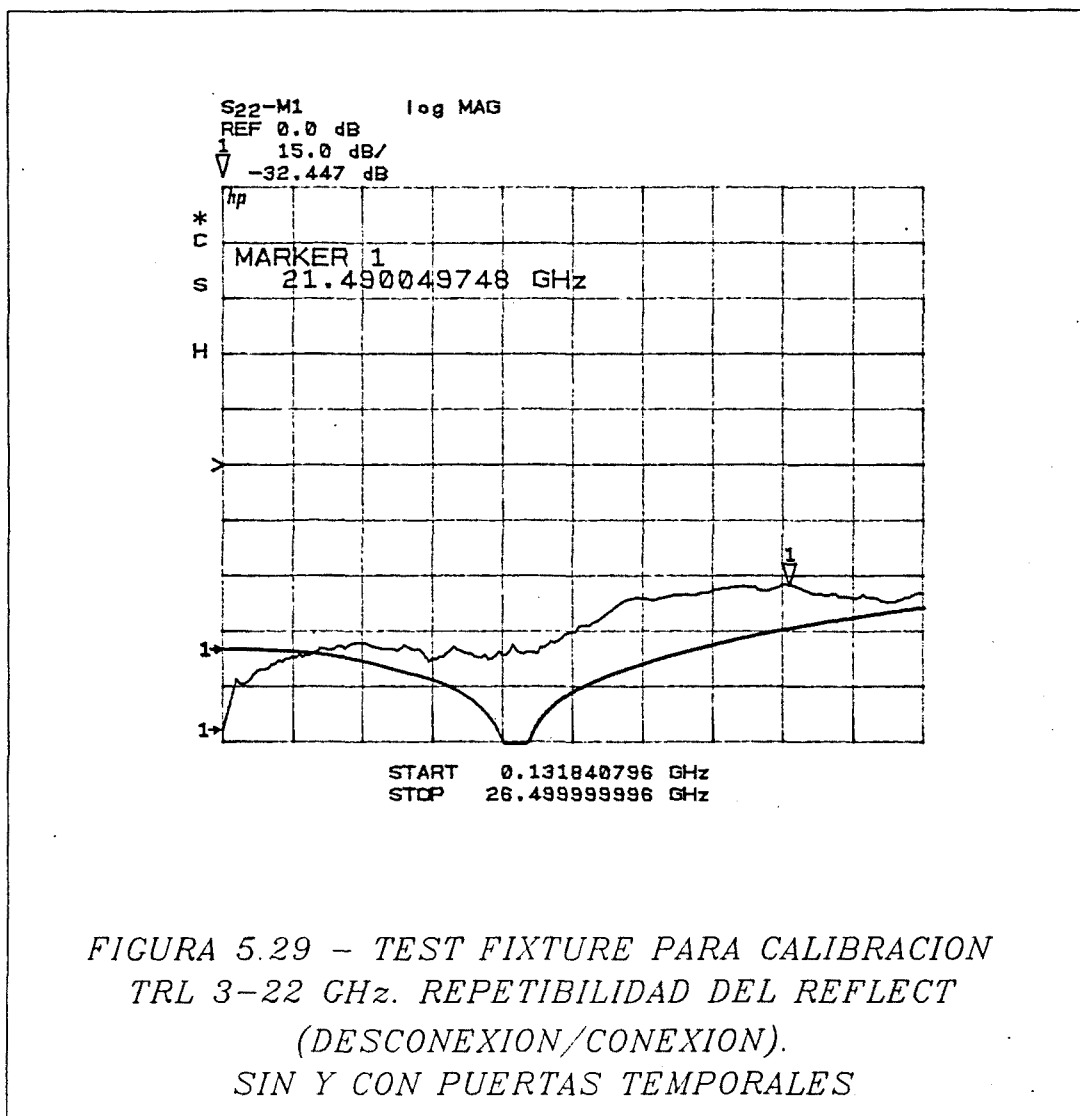
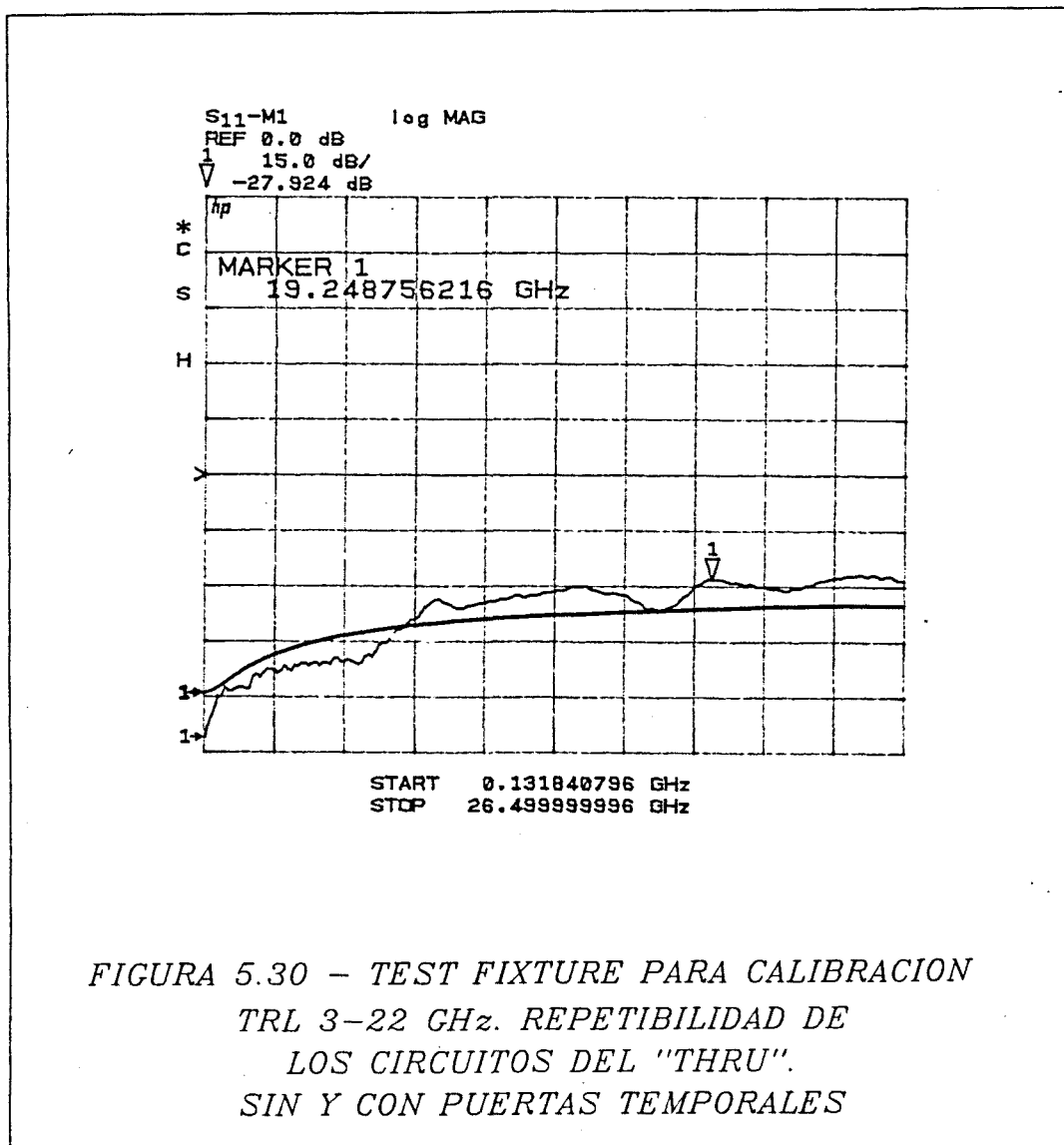


FIGURA 5.29 - TEST FIXTURE PARA CALIBRACION  
 TRL 3-22 GHz. REPETIBILIDAD DEL REFLECT  
 (DESCONEXION/CONEXION).  
 SIN Y CON PUERTAS TEMPORALES

(expresión (5.13)). De nuevo, mediante la aplicación de ventanas temporales podemos aislar la transición para obtener la repetibilidad de  $e_{00}^b$  referida al cambio de circuito de una manera más exacta (ver expresión (5.14)):

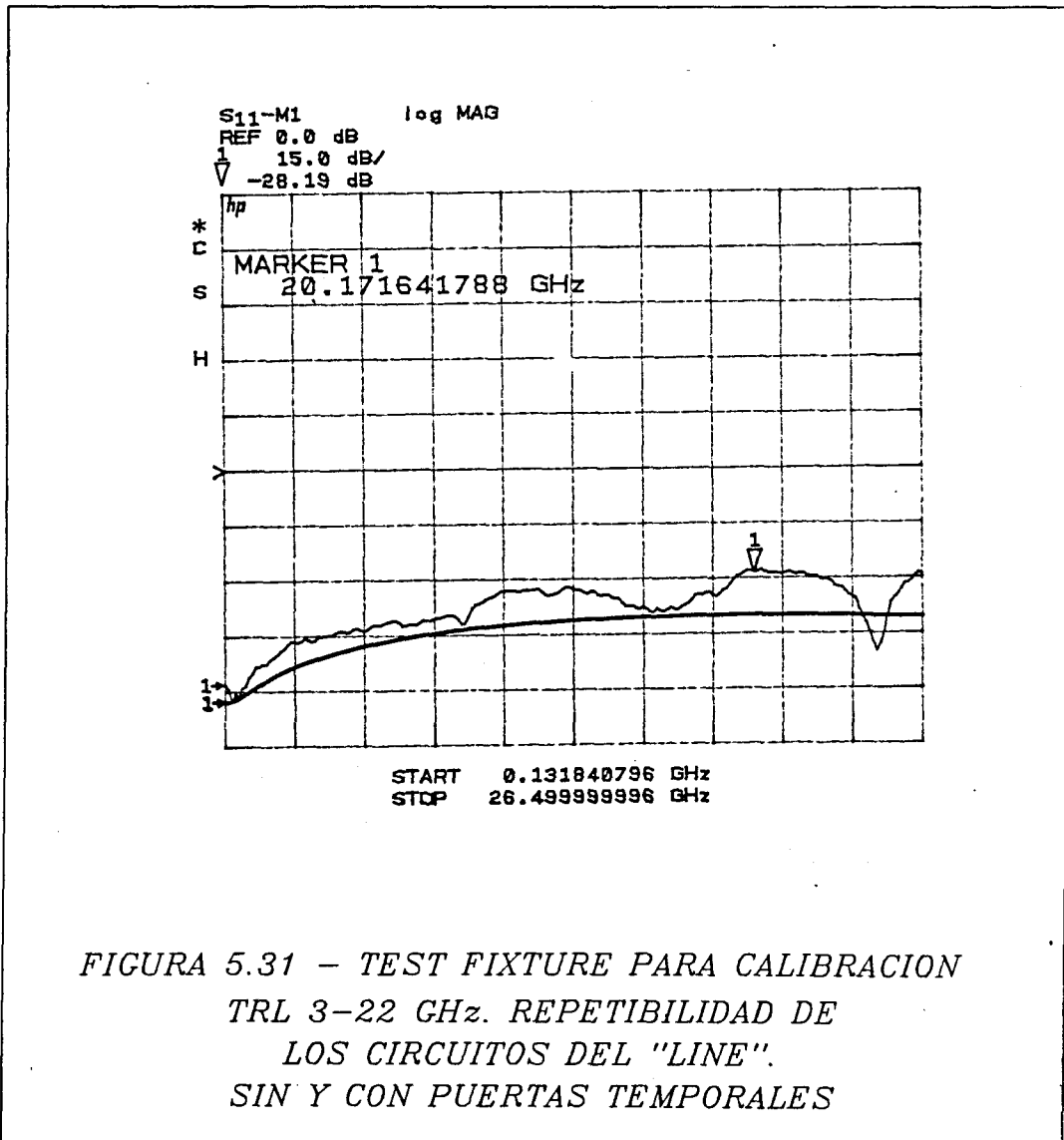
$$\Delta_{00}^{b'} = \Delta_{00}^b + \Delta_1^p e_{01}^b e_{10}^b \quad ((5.15))$$

Las medidas de la repetibilidad de circuitos de un patrón de calibración, sin y con filtrado temporal, se presentan en la figura (5.30) (para el Thru), en la figura (5.31) (para el Line) y en la (5.32) (para el Reflect). Puede verse que los valores obtenidos son peores (menos negativos) que en las medidas de la desconexión/conexión.



Ello es lógico si se observa que en la expresión (5.15) el término  $\Delta_1^p e_{o1}^b e_{10}^b$  se suma al término  $\Delta_{o0}^b$  siendo éste la repetibilidad de la desconexión/conexión. Los peores valores obtenidos sin filtrado temporal se sitúan en torno a -25 dB para el Thru, -30 dB para el Line, y -17 dB para el Reflect. Con filtrado temporal, los valores obtenidos son mejores: -35 dB, -35 dB y -25 dB, respectivamente. Las consideraciones respecto al Reflect efectuadas en el caso anterior son también válidas aquí.

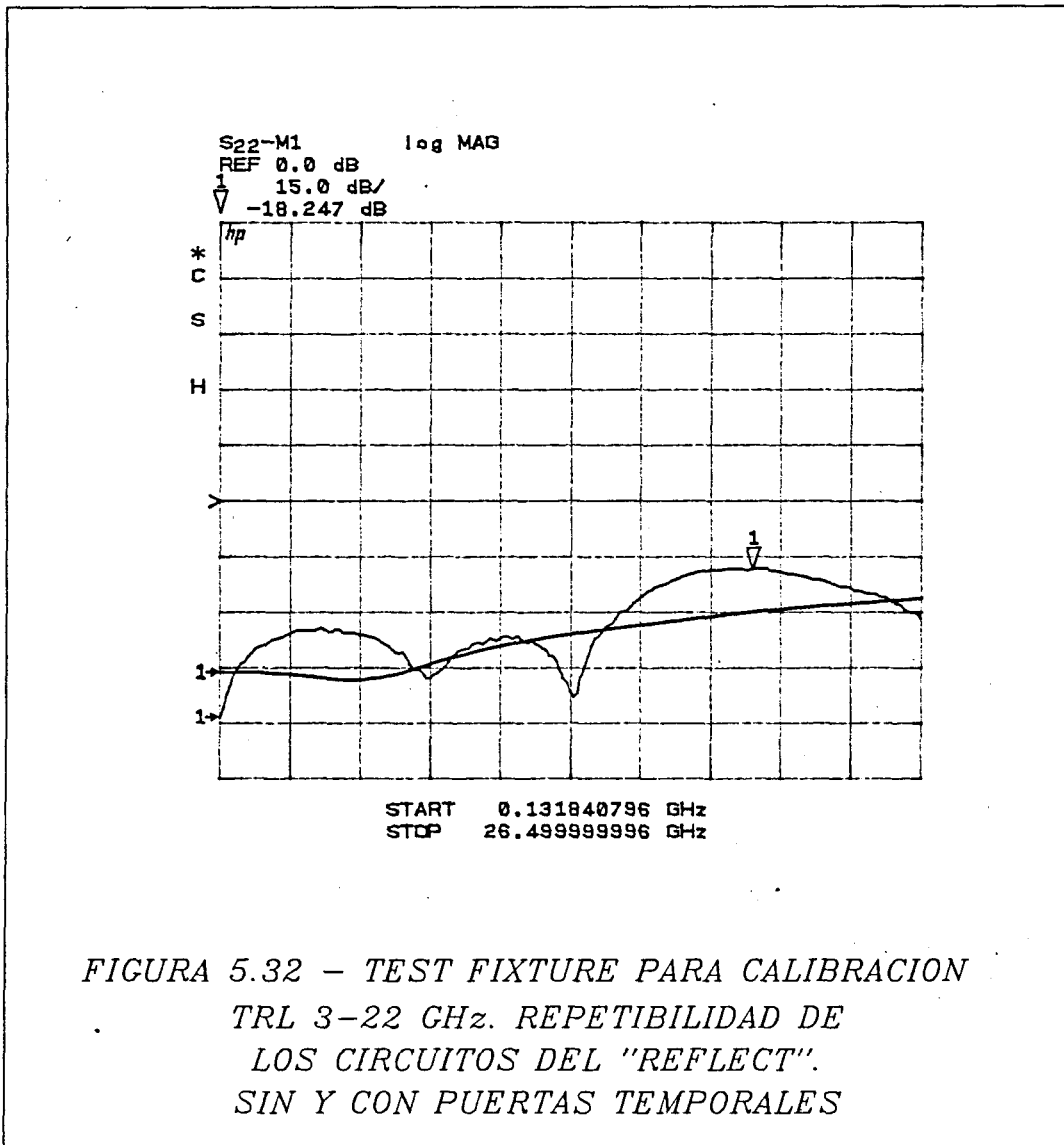
Recordemos que en este capítulo y el anterior habíamos supuesto una repetibilidad infinita de las conexiones coaxiales del Test Fixture y de los cables de acceso a éste desde los Test Ports. Es conveniente comprobar esta hipótesis. Una manera de acotar la repetibilidad de esta zona del sistema es medir la *repetibilidad de las conexiones coaxiales*. Para ello se utiliza el mismo proceso indicado en los pasos 1 a 10 anteriores, substituyendo el paso 5 por:



5 - Desconectar el conector coaxial de la transición 1 (dejando fija la conexión pin/pista) y volver a conectar.



En la figura (5.33) se presentan algunos resultados para este tipo de medidas. La cota peor es del orden de  $-45$  dB, muy inferior a las anteriores. Por lo tanto, la hipótesis es perfectamente válida. Nótese asimismo que la repetibilidad de las transiciones pin/pista es siempre peor que la de las transiciones coaxiales. Ello se debe a la mayor solidez y rigidez de éstas respecto a las anteriores.



Los errores residuales de calibración TRL utilizando el Test Fixture, debidos a la falta de repetibilidad de las transiciones, pueden evaluarse a partir de las expresiones contenidas en 4.2.2 A partir de las repetibilidades medidas en este apartado, tendremos:

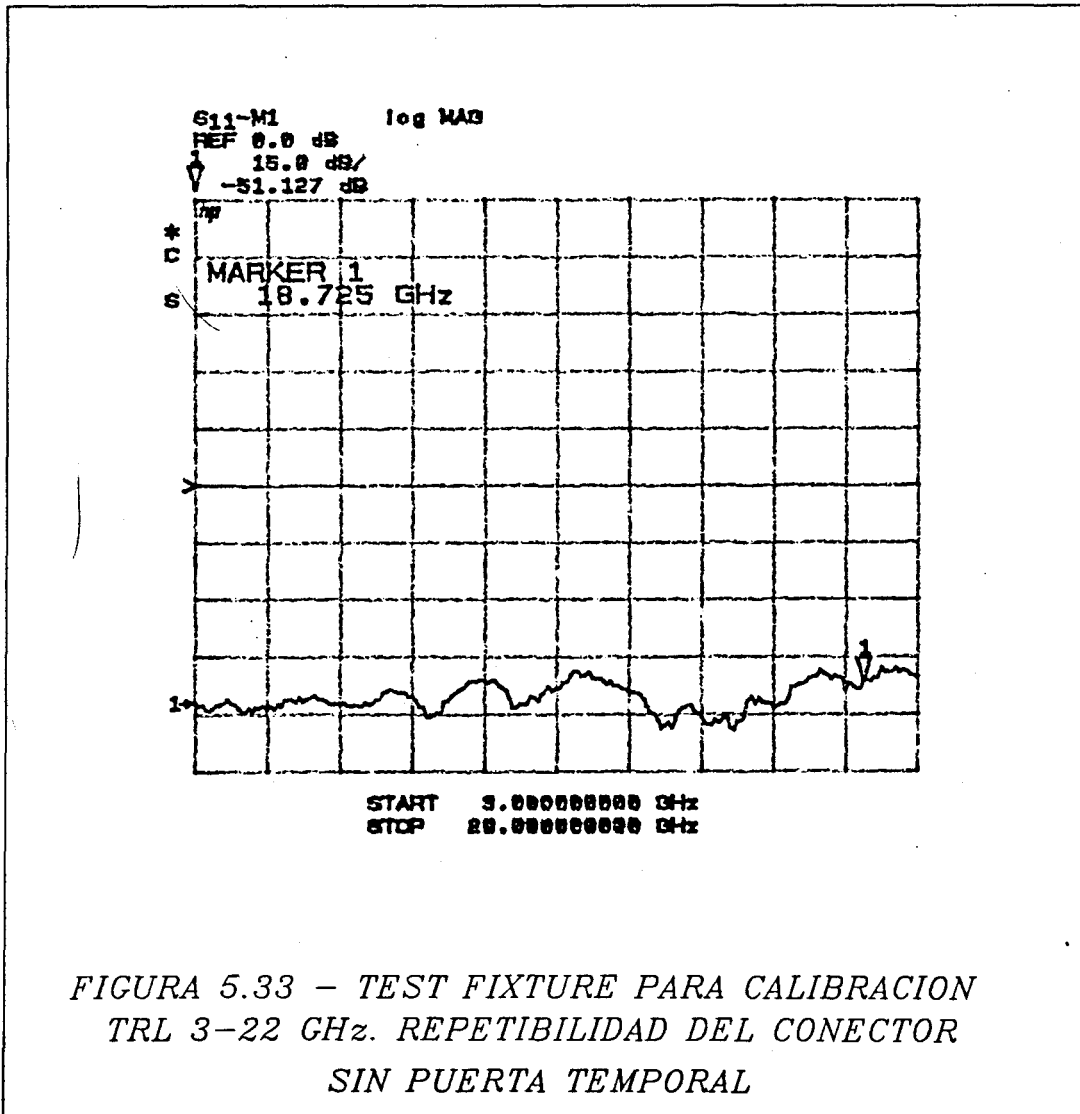
$$|\delta_{11}| = |\delta_{22}| = -30dB$$

$$|\delta_{10}| = |\delta_{32}| = -20dB$$

$$\delta(e_{10}e_{32}) = -24dB$$

$$\delta(e_{01}e_{23}) = -54dB$$

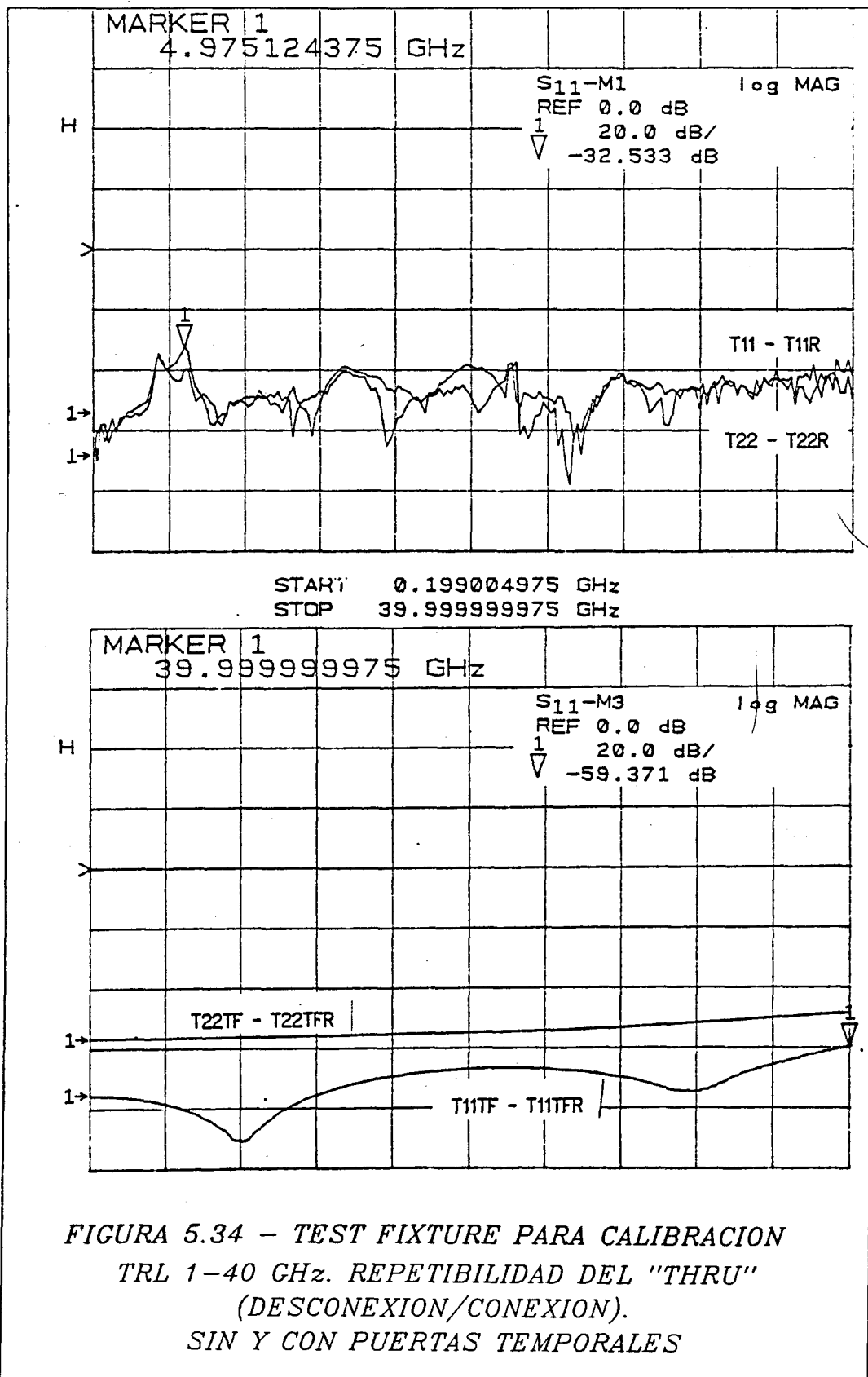
en donde se ha supuesto  $|e_{ii}| = -10dB$  para el Analizador, según datos del fabricante.

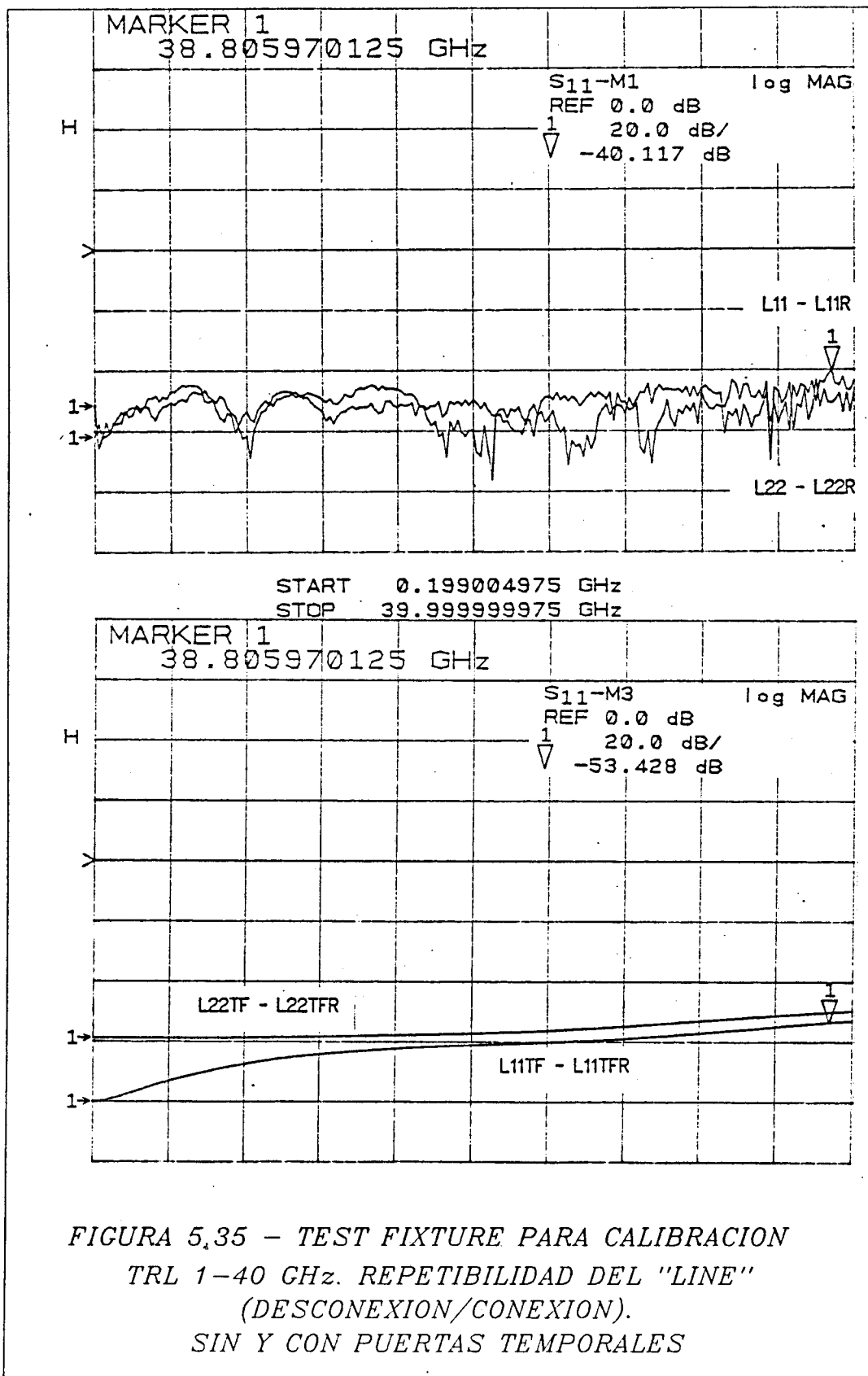


### 5.4.3 Test Fixture para el margen 1-40 GHz. Medidas de repetibilidad

Recordemos que el propósito del Test Fixture de 1 a 40 GHz era poder disponer de un sistema preciso de medición de parámetros S hasta 40 GHz. La *precisión esperable* era difícil de estimar a priori, aunque era razonable suponer, debido a la notable mejora en el sistema mecánico, unos valores a 40 GHz que fueran similares (ó ligeramente peores) a los obtenidos con el Test Fixture anterior a 22 GHz. El proceso de medición de las repetibilidades asociadas al nuevo Test Fixture es en principio idéntico al explicado en 5.4.2 (pasos 1 a 10). Existe, sin embargo, una única diferencia debida a la propia estructura del Test Fixture.

En efecto, el sistema de control de la presión vertical ejercida por el pin sobre la pista mediante la utilización de muelles, hace del todo aconsejable que el desplazamiento vertical del pin apoyado sobre la pista se efectúe de manera *simultánea* en las dos transiciones. Ello obliga, pues, a la desconexión/conexión simultánea de ambas, ya sea en la medida de la repetibilidad de la desconexión/conexión, en la medida de la repetibilidad de los circuitos de un patrón de calibración, ó, en general, en cualquier tipo de medida u operación que requiera la desconexión de alguna de las transiciones. La consecuencia inmediata es que el parámetro  $S_{11}$  nunca será constante debido a la variación de la otra transición. Sin embargo, ello no supondrá ningún obstáculo serio en la medida de las repetibilidades. Simplemente estaremos midiendo en unas condiciones algo más desfavorables.





La repetibilidad de la desconexión/conexión para los tres patrones de calibración sin y con filtrado temporal se presenta en las figuras (5.34), (5.35) y (5.36). Ambas transiciones están reunidas en la misma gráfica, para una mayor compacidad de las figuras.

Excepto por algún punto muy aislado del Thru y del Reflect, la repetibilidad está por debajo de -40 dB en toda la banda (sin filtrado temporal) y de -50 dB (con filtrado temporal). Estos excelentes valores se deben, sin duda, a la mejora notable en la precisión del posicionado de las piezas mecánicas (del orden de 0.01 mm) con respecto al Test Fixture anterior.

La repetibilidad de los circuitos de un patrón de calibración sin y con ventanas temporales se resume en las figuras (5.37) y (5.38) para el Thru y el Line, respectivamente. La cota peor se sitúa en -25 dB (40 GHz), ligeramente peor que en el Test Fixture anterior.

Ello se debe, probablemente, al mayor deterioro que las pistas microstrip sufren por el contacto del pin, que en este caso tiene forma circular, en contraste con el del Test Fixture de 3 a 22, que es plano. Al aplicar la puerta temporal, este valor mejora hasta -36 dB (a 40 GHz), comparable al del Test Fixture anterior a 22 GHz. Si se comparan las mismas frecuencias (22 GHz por ejemplo) se observa una clara mejora del actual respecto al anterior.

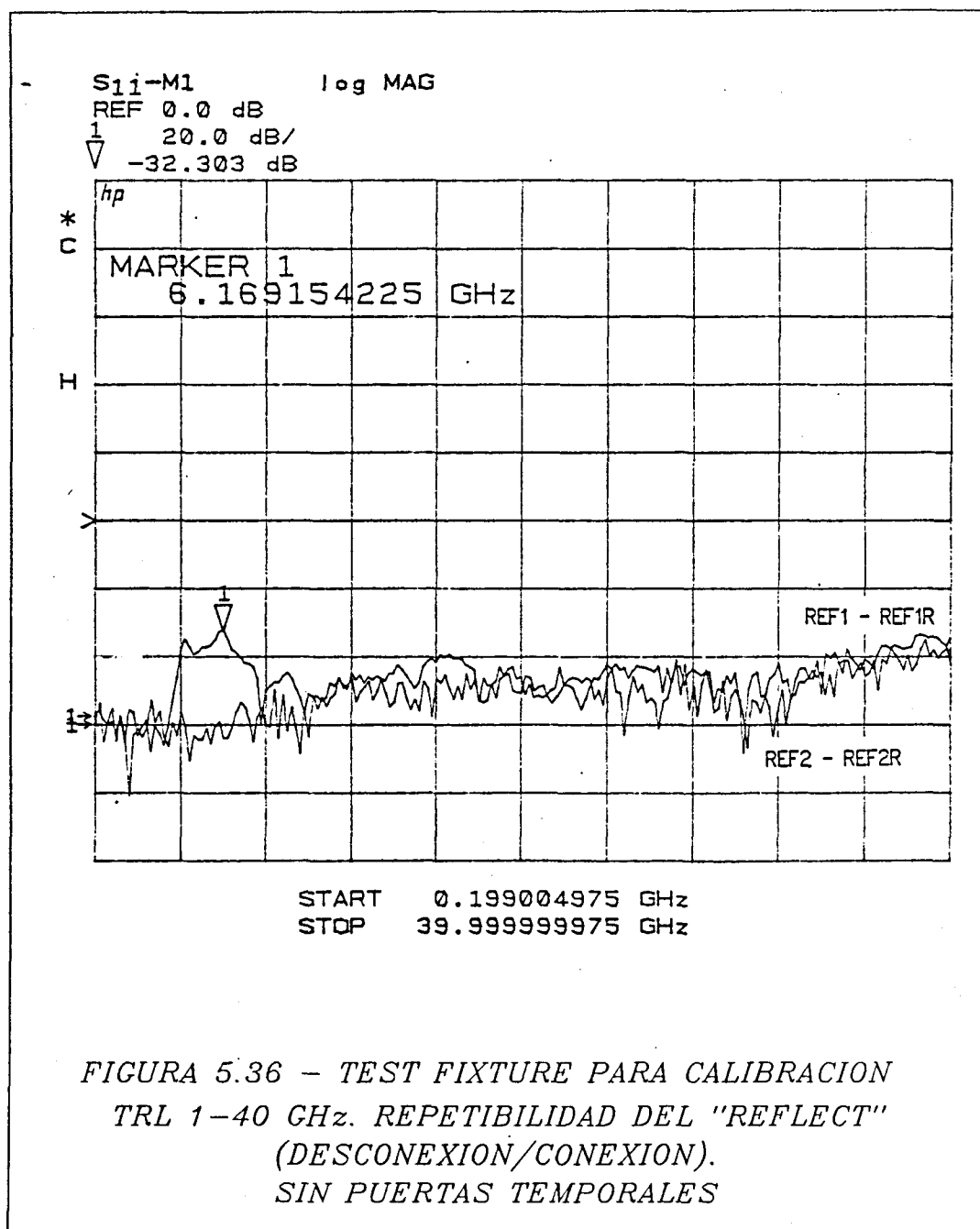
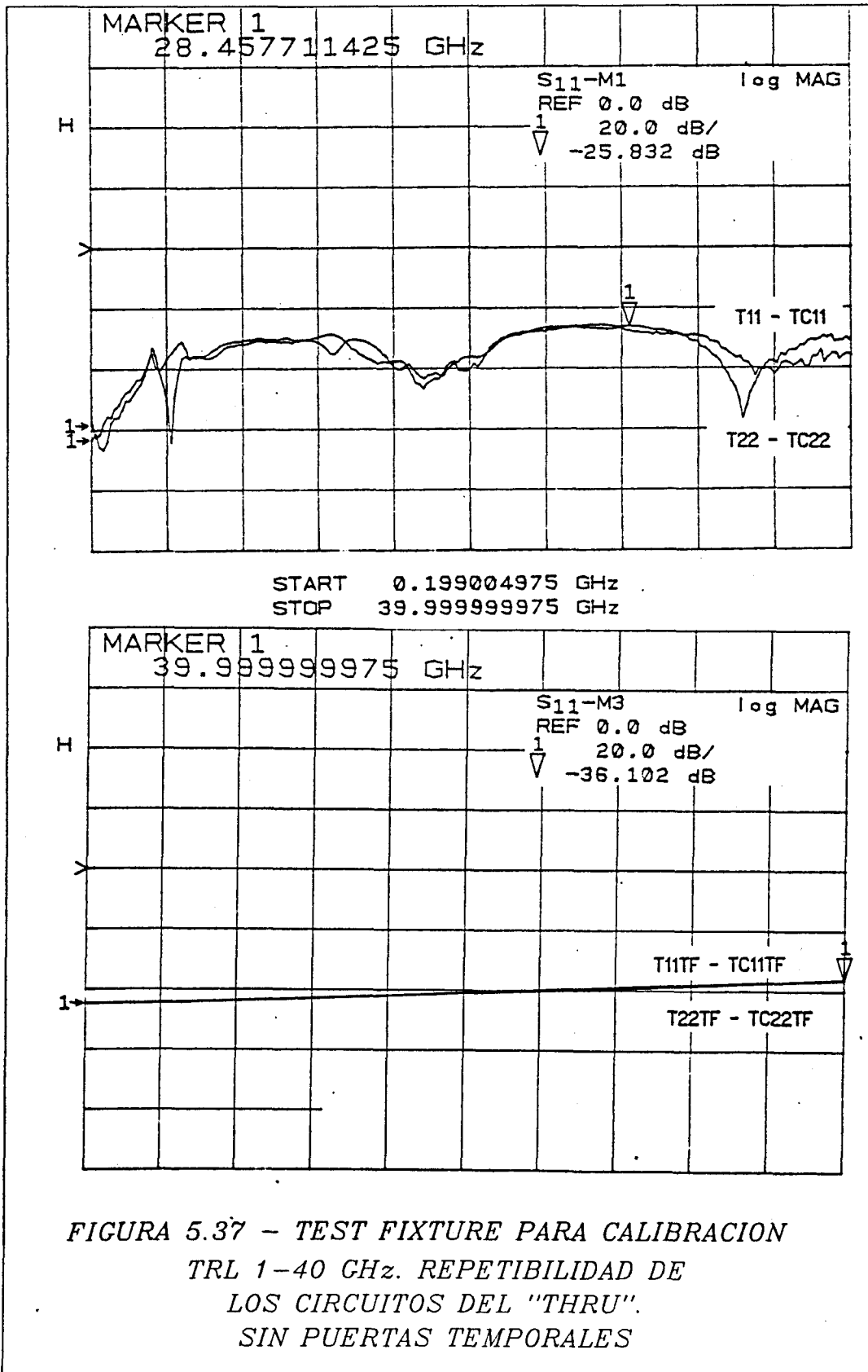


FIGURA 5.36 - TEST FIXTURE PARA CALIBRACION  
 TRL 1-40 GHz. REPETIBILIDAD DEL "REFLECT"  
 (DESCONEXION/CONEXION).  
 SIN PUERTAS TEMPORALES

Los errores residuales de calibración TRL utilizando el Test Fixture, debidos a la falta de repetibilidad de las transiciones, puede evaluarse a partir de las expresiones contenidas en 4.2.2. A partir de las repetibilidades medidas en este apartado, tendremos los mismos valores aproximadamente (a 40 GHz) que para el Test Fixture anterior. A modo de comparación tendremos, para el Test Fixture de 40 GHz, pero a 22 GHz:





$$|\delta_{11}| = |\delta_{22}| = -35dB$$

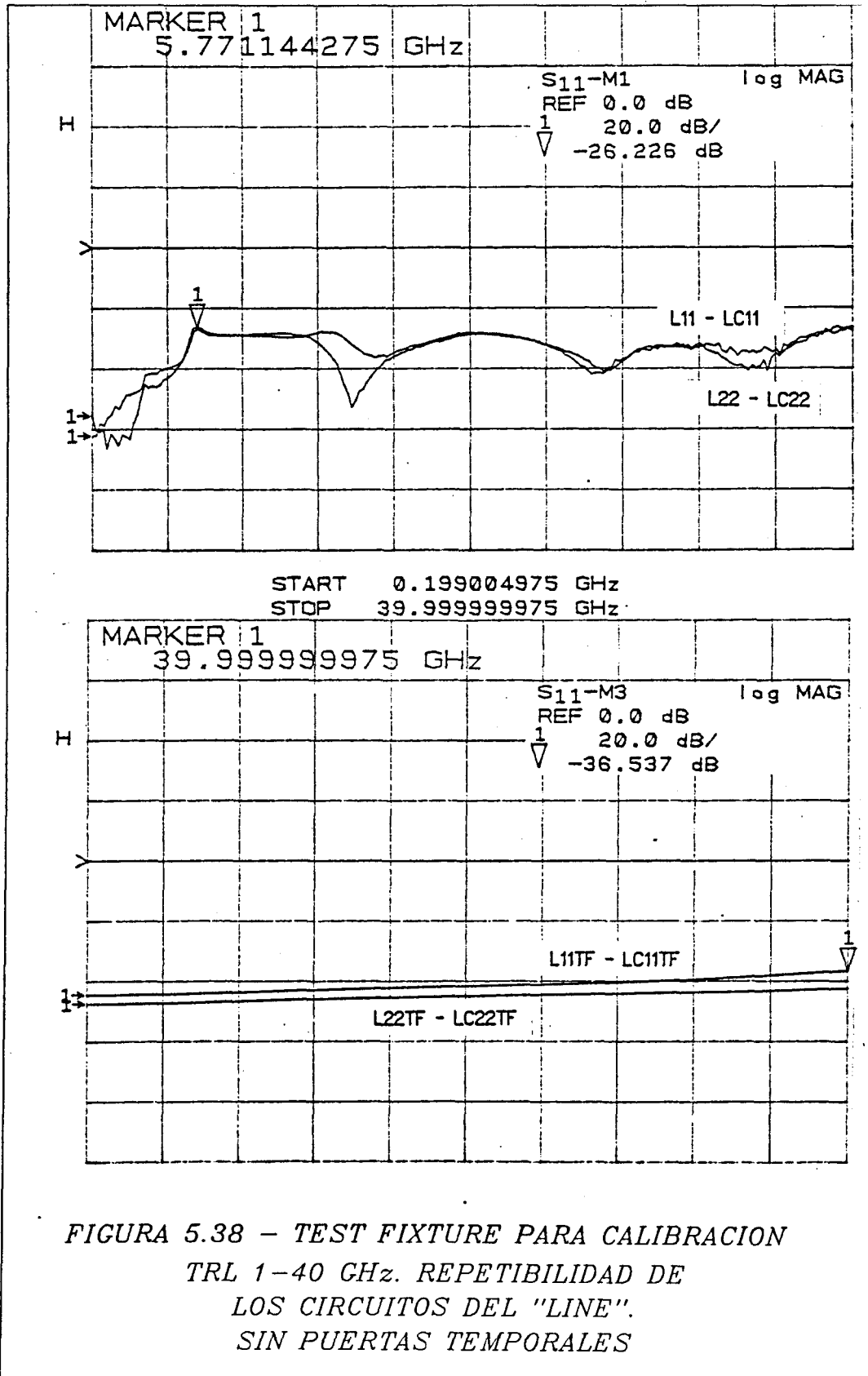
$$|\delta_{10}| = |\delta_{32}| = -25dB$$

$$\delta(e_{10}e_{32}) = -29dB$$

$$\delta(e_{01}e_{23}) = -59dB$$

en donde se ha supuesto  $|e_{ii}| = -10dB$  para el Analizador, según datos del fabricante.

Un tratamiento más exhaustivo de la repetibilidad de este Test Fixture puede encontrarse en [SABATER, 1989].



## 5.5 MEDIDA DE LOS PARAMETROS S DE TRANSISTORES GaAs FET Y HEMT HASTA 40 GHz UTILIZANDO CALIBRACION TRL

En este apartado se presentan las medidas de parámetros S efectuadas sobre diversos transistores GaAs FET y HEMT utilizando los Test Fixtures diseñados (apartado 5.3), y cuyas medidas de repetibilidad han sido recogidas en el apartado anterior, 5.4. Todas las medidas han sido realizadas en el mismo Analizador de Redes del apartado anterior (HP 8510 B), mediante la técnica de calibración TRL, por medio de los patrones de calibración microstrip diseñados al efecto, y que forman parte de los Test Fixtures.

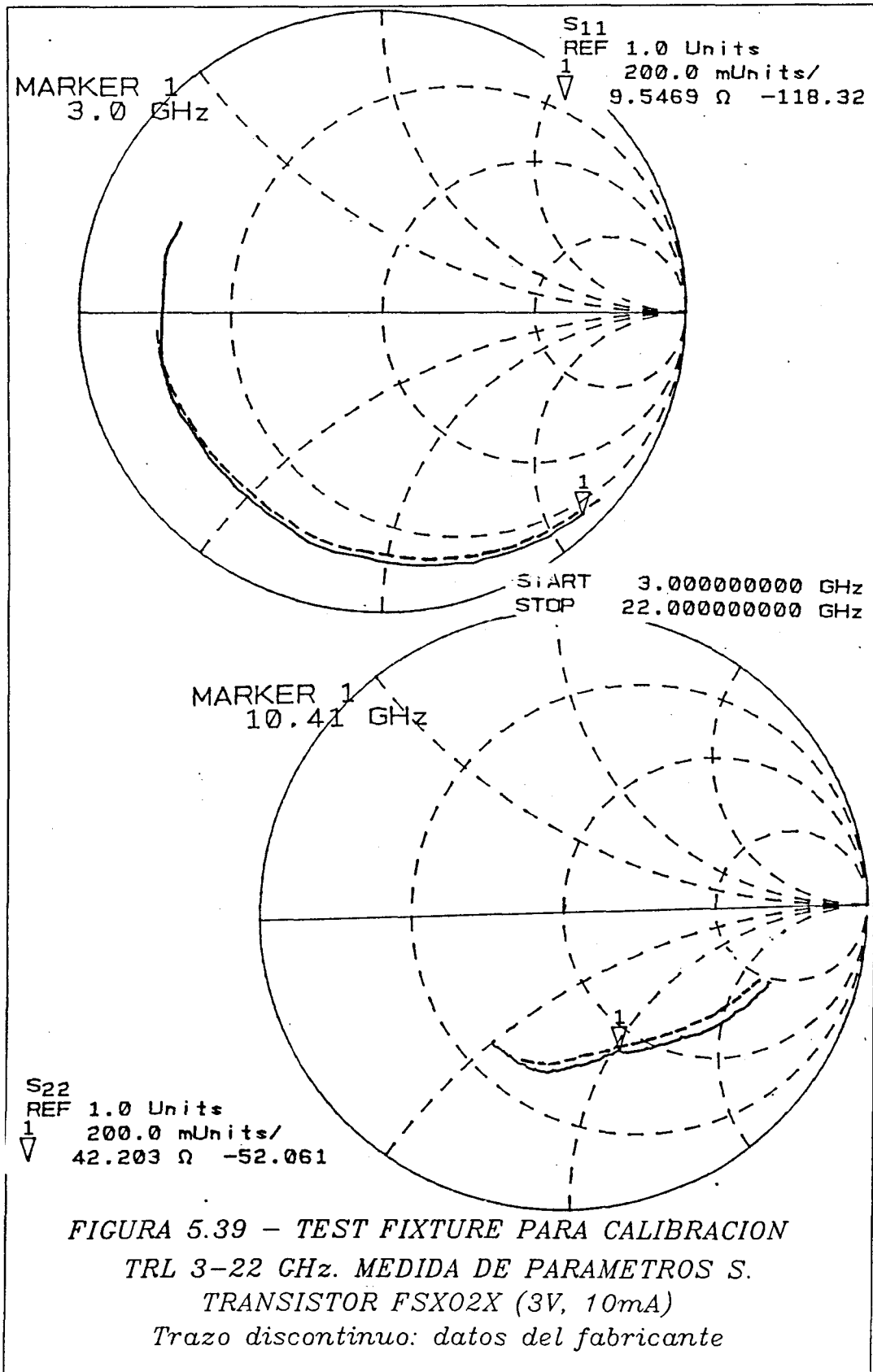
La precisión esperable en las medidas depende de los errores residuales de la calibración TRL, que ya han sido evaluados en 5.3.1 y 5.3.2 (debidos a la incertidumbre en el conocimiento de los patrones de calibración) y en 5.4.2 y [XREF] (debidos a la falta de repetibilidad). Para obtener unas cotas del error de medición de los 4 parámetros S deberemos utilizar la formulación contenida en 4.3.

### 5.5.1 Test Fixture para el margen 3-22 GHz. Medidas de parámetros S

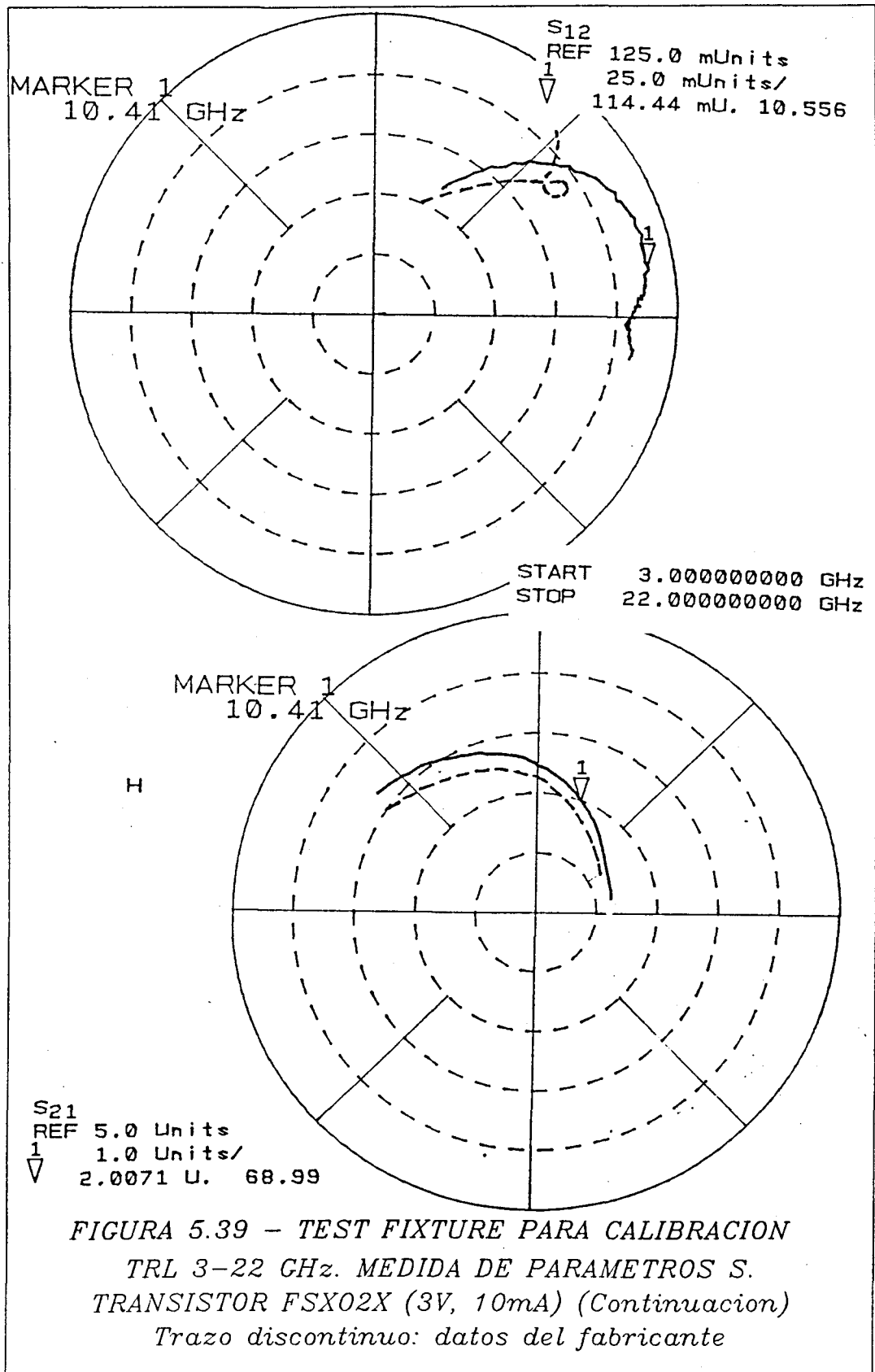
El Test Fixture de 3 a 22 GHz solamente se han efectuado medidas sobre el transistor FSX02X de Fujitsu [PRADELL, EuMC 1989; URSI 1989]. Se trata de un transistor GaAs FET de bajo ruido para utilización en ABR hasta 20 GHz. Las características obtenidas se representan en las figuras (5.39) y (5.40) para dos polarizaciones diferentes (corrientes de drenador de 10 y 20 mA, respectivamente). Para 10 mA se representan también los datos suministrados por el fabricante (hasta 20 GHz).

Las diferencias entre las medidas y datos del fabricante son muy pequeñas por lo que respecta a los módulos. Se observa que el módulo del parámetro  $S_{21}$  es algo superior al del fabricante. Las diferencias en fase son más apreciables (entre  $7^\circ$  y  $11^\circ$  a 3 GHz y entre  $9.5^\circ$  y  $40^\circ$  a 20 GHz), especialmente para los parámetros en transmisión y en el extremo superior de la banda.

Conviene no perder de vista que el hecho de basarnos en los datos suministrados por el fabricante para establecer una referencia con la cual comparar las medidas obtenidas mediante nuestro Test-Fixture, no constituye necesariamente la mejor opción,

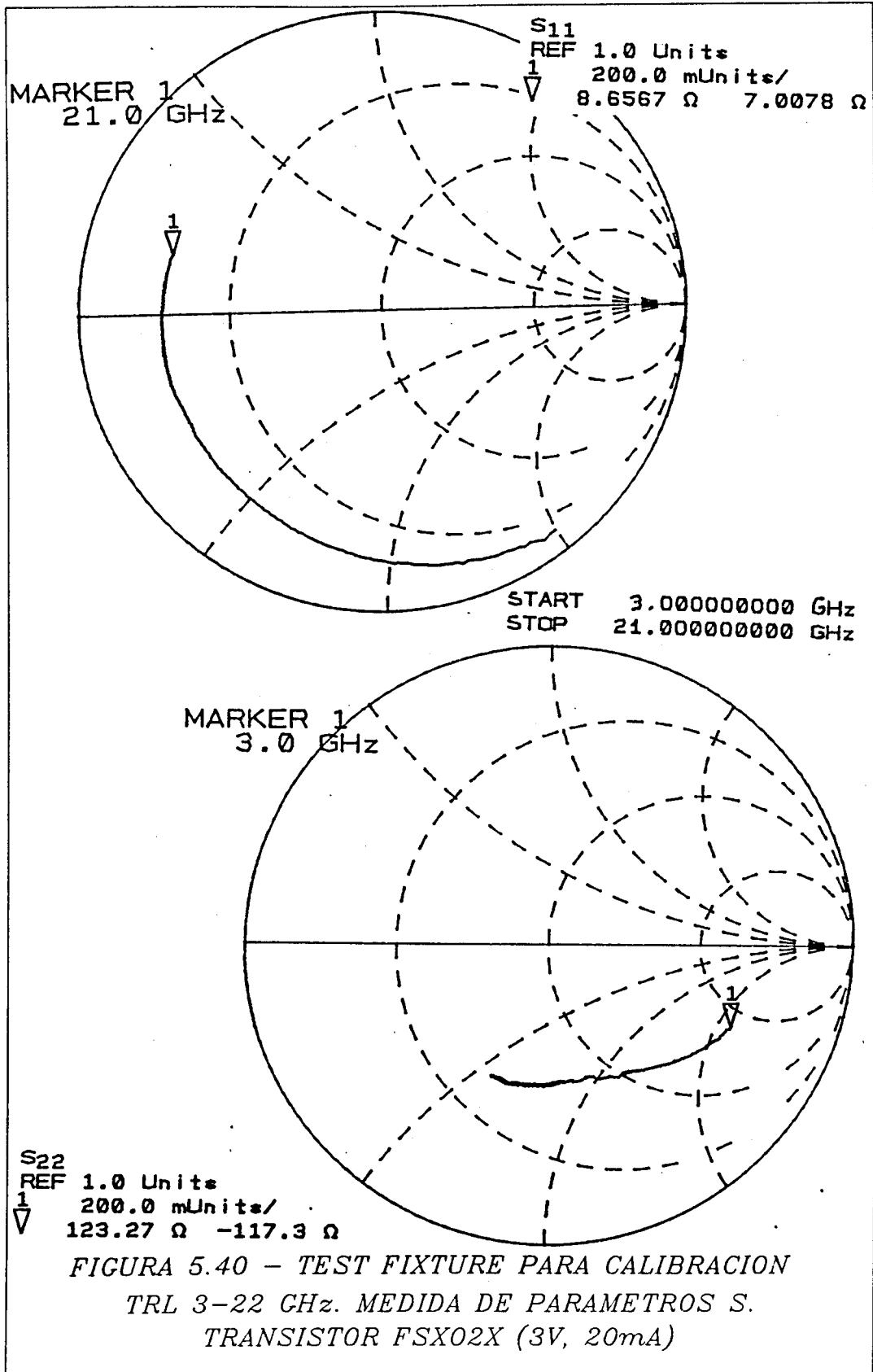






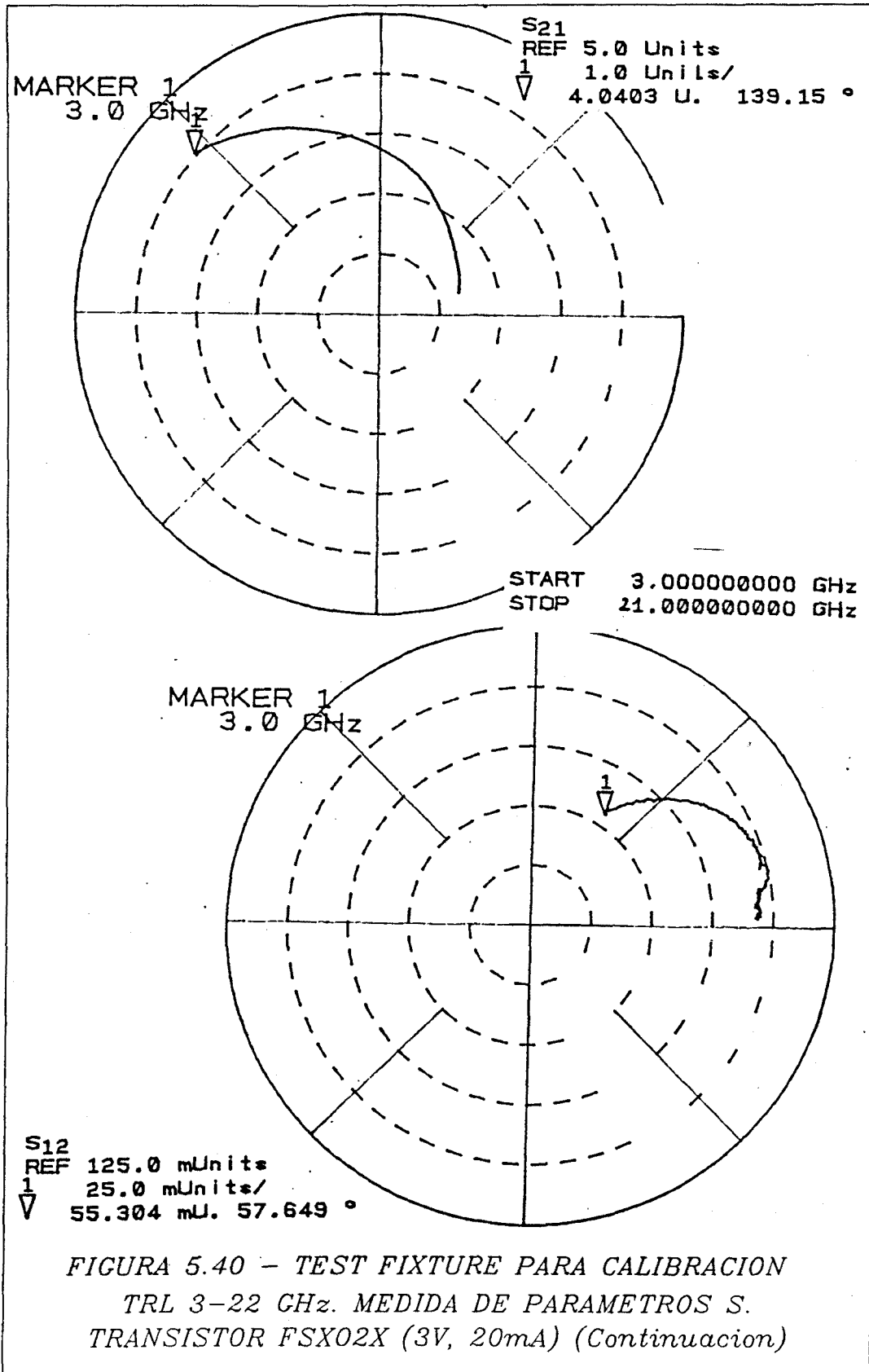
puesto que, tal como se discute a continuación, las condiciones de medida no tienen porque ser las mismas en ambos casos, y los transistores presentan una indudable dispersión en sus características. Una mejor indicación de la "bondad" de las medidas es, tal como se ha indicado en alguna ocasión, la "suavidad" y ausencia de discontinuidades en las características medidas en función de la frecuencia, tal como puede constatarse en las figuras anteriores. La comprobación última de la exactitud de los datos medidos sólo podrá efectuarse a partir de las medidas de prototipos de amplificadores diseñados utilizando, para los transistores, los datos de parámetros S presentados en este apartado 5.5, medidos utilizando el Test Fixture con calibración TRL. Teniendo en cuenta estas observaciones, podemos indicar las siguientes causas para los errores cometidos en las medidas y para las diferencias observadas con el fabricante:

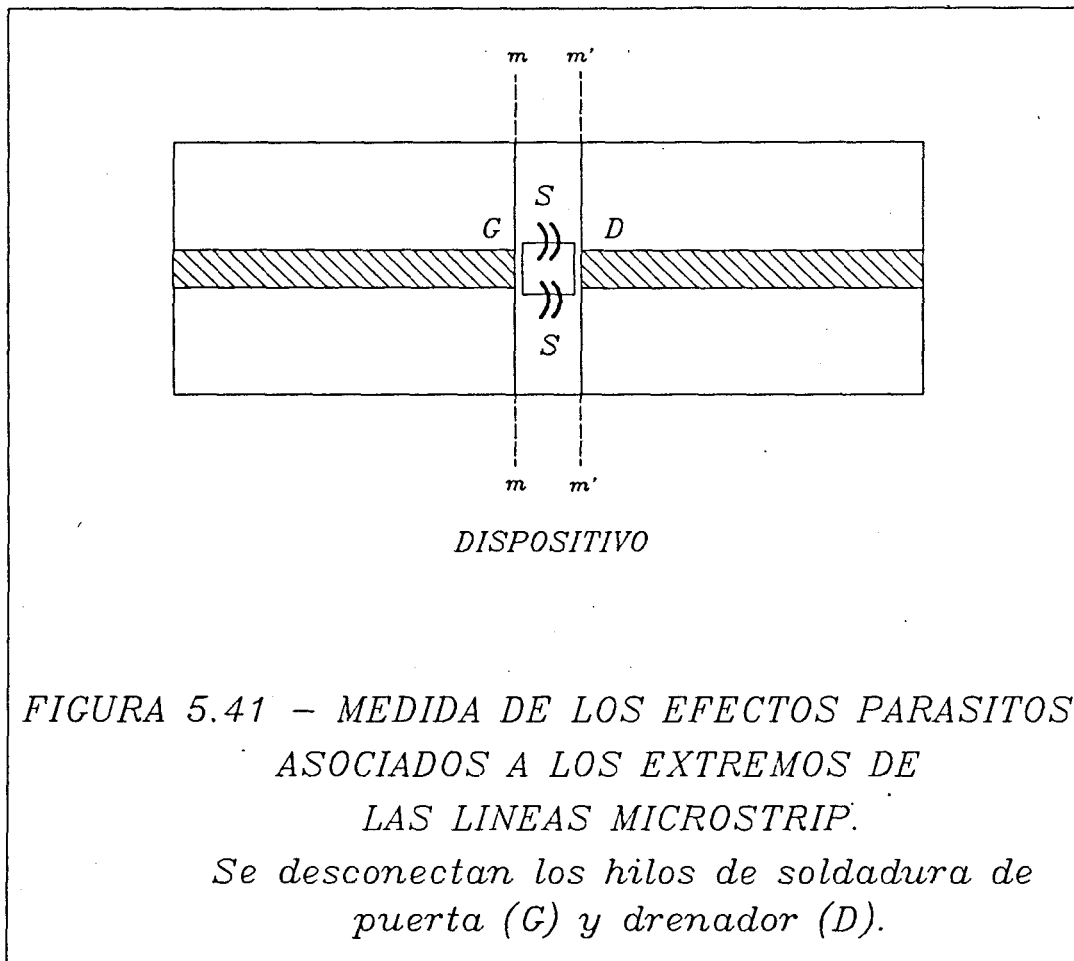
- 1 - La propia incertidumbre del Analizador, que se puede acotar en  $\pm 3^\circ$  para los parámetros en reflexión y en  $\pm 15^\circ$  para los de transmisión.
- 2 - La imprecisión en la situación de los planos de referencia de la medida TRL debido a tolerancias mecánicas. Como ejemplo, obsérvese que un error de posición de los cortocircuitos del Reflect de sólo 0.1 mm representa un desplazamiento de fase de  $8^\circ$  a 20 GHz.
- 3 - Errores residuales en la calibración TRL, que determinan la precisión en la medida de los parámetros S, tal como se comentó al principio de este apartado 5.5.
- 4 - Dispersión de características de los transistores. No olvidemos que el fabricante proporciona unos valores medios de muchas mediciones. Adicionalmente, estas medidas se realizan probablemente en wafer y, por tanto no incluyen una serie de efectos parásitos asociados a la medida en Test Fixture.
- 5 - Pequeñas diferencias en el montaje de los hilos de termocompresión respecto a los recomendados por el fabricante. Al respecto cabe pensar que éste suministra los parámetros *obtenidos* a partir de los *medidos* en wafer añadiendo el efecto (*calculado*) de los hilos.





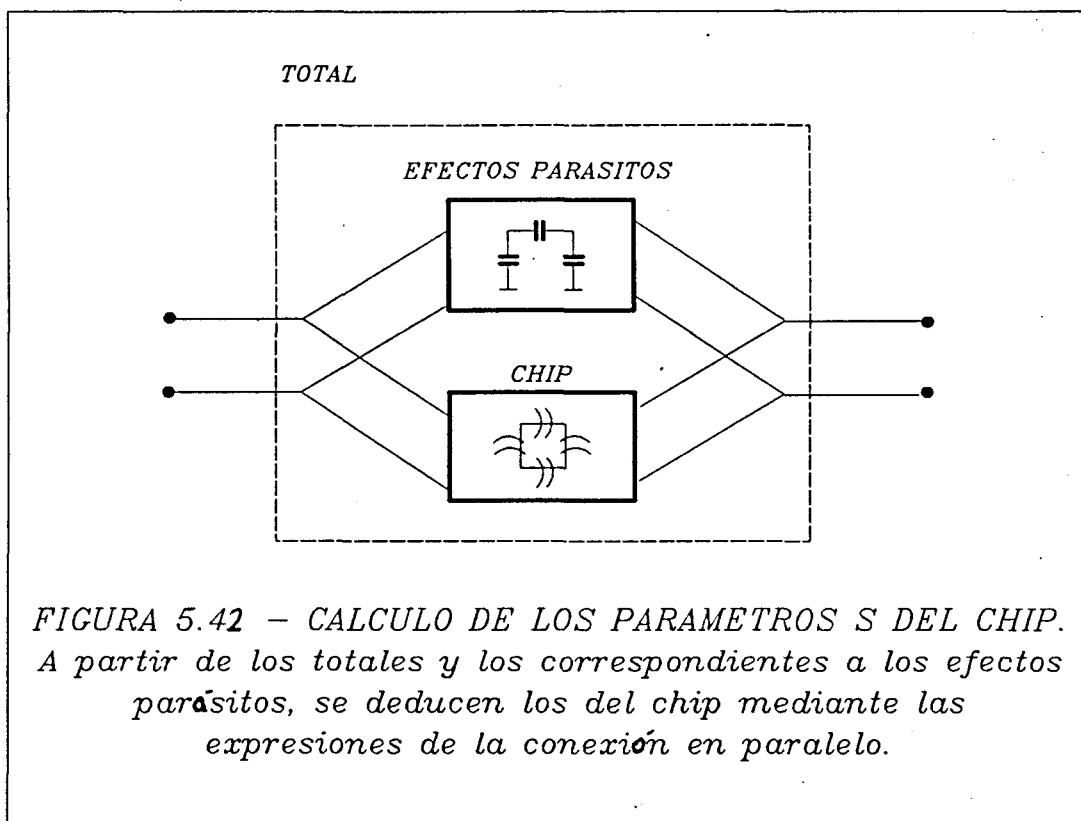




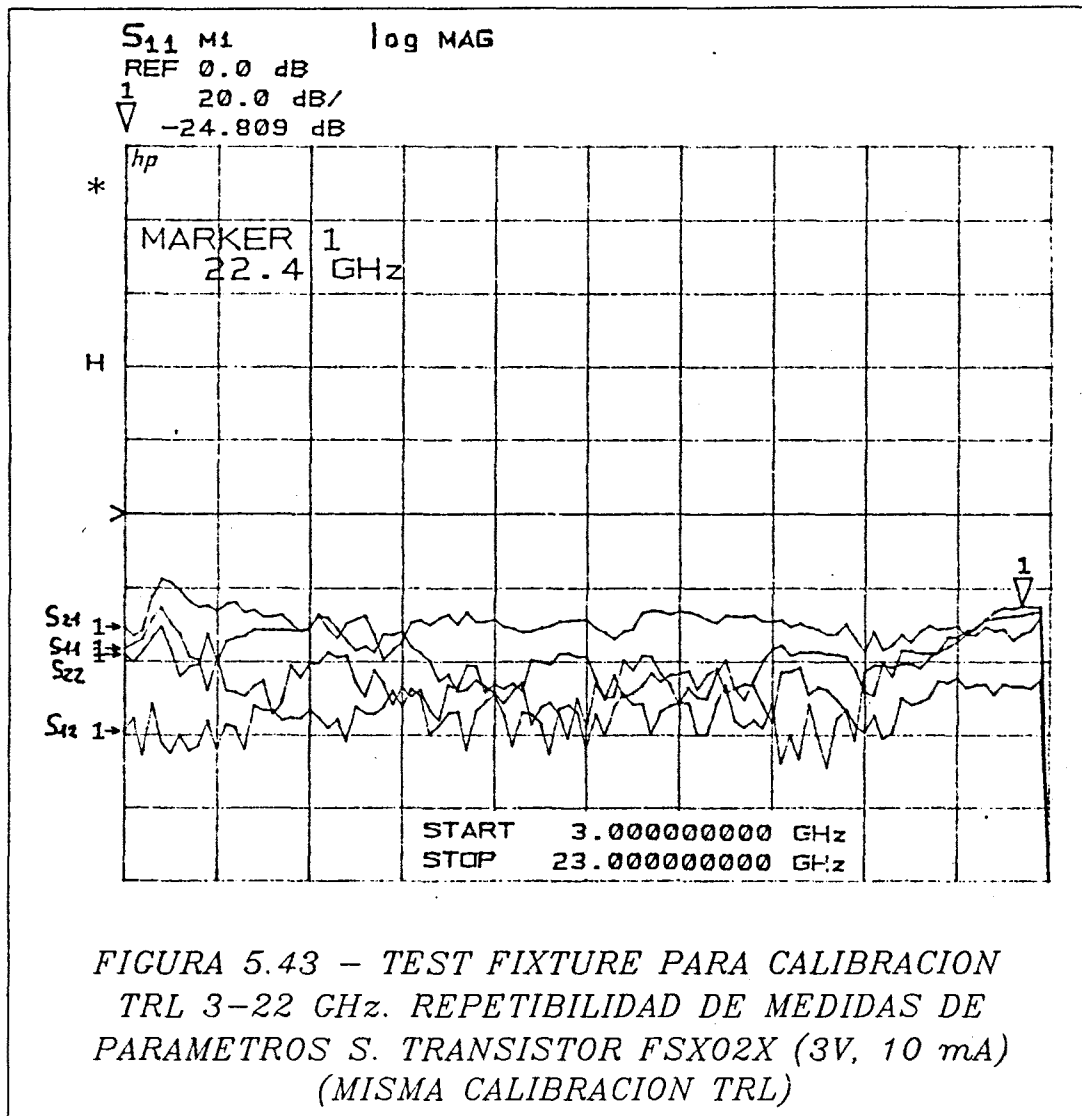


Se comentó en 5.3.1 que los efectos parásitos asociados al carrier del dispositivo (ver figura (5.10)) influyen en la medida de los parámetros S del transistor. Una manera de medir tales efectos es a partir de los parámetros S de un dispositivo consistente en el mismo transistor pero desconectando los hilos de soldadura de puerta (G) y drenador (D), tal como se sugiere en [BRUBAKER, 1985]. De esta manera se obtienen los parámetros S del circuito de la figura (5.41).

Conocidos éstos, es sencillo, a partir de la expresión de los parámetros S de dos cuadripolos en paralelo (figura (5.42)), calcular los del transistor *intrínseco* (incluyendo siempre el efecto de los hilos de termocompresión). Las diferencias con los parámetros S medidos incluidos los efectos parásitos son muy poco importantes (2º aproximadamente).

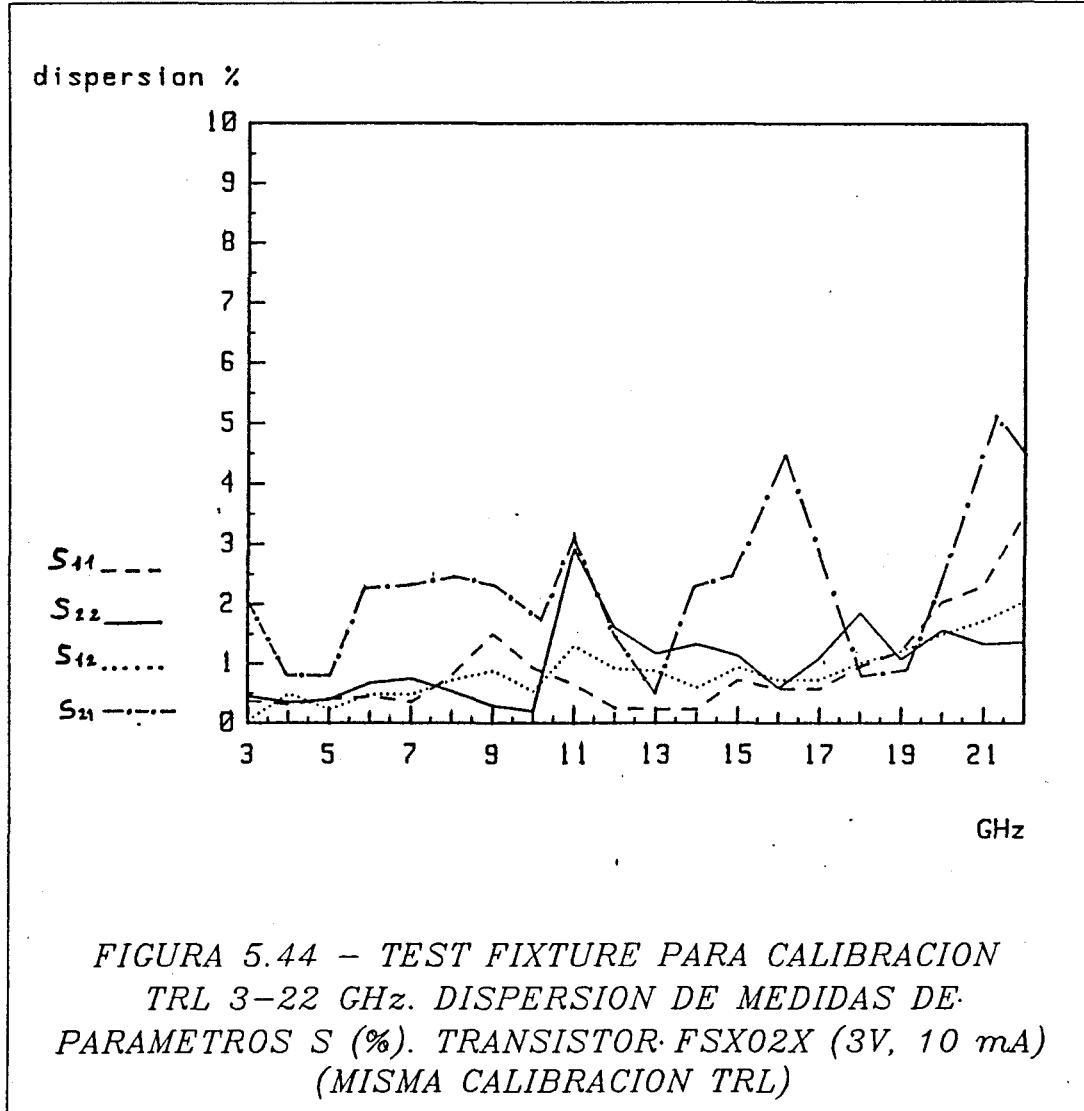


Una medida importante para la evaluación del comportamiento del Test Fixture en medidas repetidas de parámetros S de dispositivos es la de *repetibilidad de medidas de parámetros S bajo una misma calibración*. Ésta se define, para cada parámetro S, como la diferencia entre  $S_{ij}$  y  $S'_{ij}$ , siendo  $S'_{ij}$  la medida repetida del parámetro utilizando la misma calibración pero habiendo desconectado y reconectado previamente ambas transiciones pin/microstrip. De esta manera puede evaluarse la *dispersión* en las medidas de parámetros S. En este tipo de repetibilidad influye principalmente la repetibilidad de la desconexión/conexión de la transición pin/microstrip y, si además cambia el circuito soporte del dispositivo (caso de medir dos transistores diferentes en carriers diferentes), también influye la repetibilidad de los circuitos. No se ha intentado formular matemáticamente la repetibilidad de medidas bajo una misma calibración, aunque cabe esperar unos valores parecidos a los obtenidos para las repetibilidades medidas en 5.4.2 con filtrado temporal. Efectivamente (ver figuras (5.1) y (5.2)), se obtienen valores mejores de -30 dB en transmisión y -36 dB en reflexión.



En conclusión, el Test Fixture diseñado reúne las características de precisión y repetibilidad exigibles en las medidas de parámetros S en todo el margen de frecuencias de trabajo (3–22 GHz). Por otra parte, ha permitido constatar la precisión inherente al método de calibración TRL cuando se aplica a microstrip, hecho todavía no relacionado hasta el momento en la bibliografía. En efecto, [PRADELL, EuMC, 1989; URSI, 1989], junto con [KOMPA, EuMC 1989], constituyen las primeras referencias sobre medidas de transistores utilizando calibración TRL. Es, además, compacto y relativamente sencillo de utilizar. Como inconveniente práctico se podría apuntar la criticidad de la mecanización de los soportes de los patrones de calibración y del chip, en especial por

lo que respecta a la repisa de masa (figura (5.4)), aunque ello sólo afecta en realidad a la realización del soporte del chip (se necesita uno por cada chip que se desee medir, mientras que los patrones son los mismos en cada medida).



### 5.5.2 Test Fixture para el margen 1-40 GHz. Medidas de parámetros S

Utilizando el Test Fixture de 1 a 40 GHz se han realizado medidas de parámetros S de los siguientes transistores, en substrato plástico CuClad y/o en substrato cerámico Alúmina:

FSX03X - GaAs FET de Fujitsu. Mismo chip que el FSX02X.

Uso preferente: Bajo ruido. Banda de utilización: 20 GHz

JS-8901-AS - HEMT de Toshiba. Uso preferente: Bajo ruido.

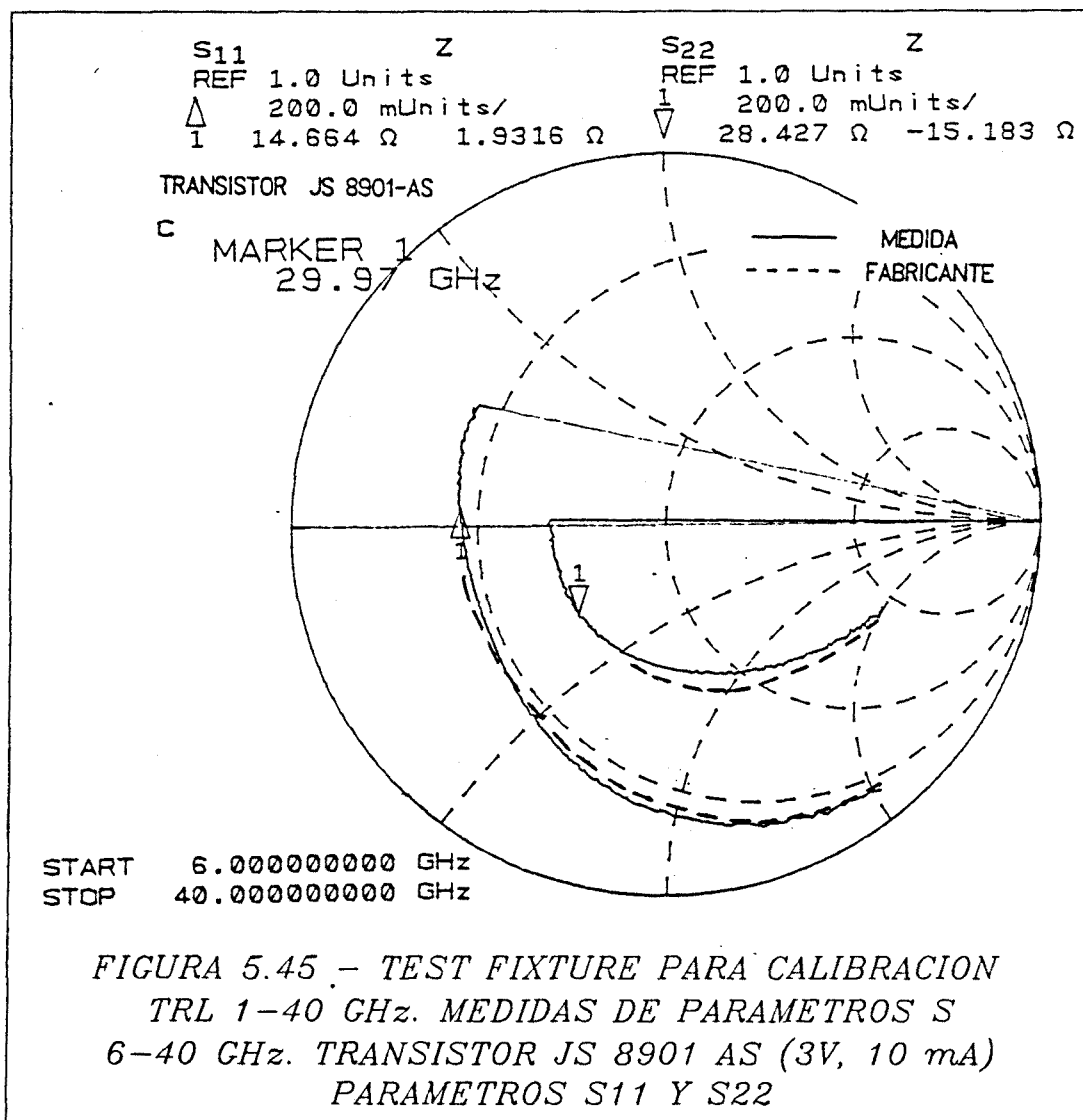
Banda de utilización: 30 GHz

JS-8830-AS - HEMT de Toshiba. Uso preferente: Bajo ruido.

Banda de utilización: 30 GHz

JS-8864-AS - GaAs FET de Toshiba. Uso preferente: Potencia.

Banda de utilización: 30 GHz

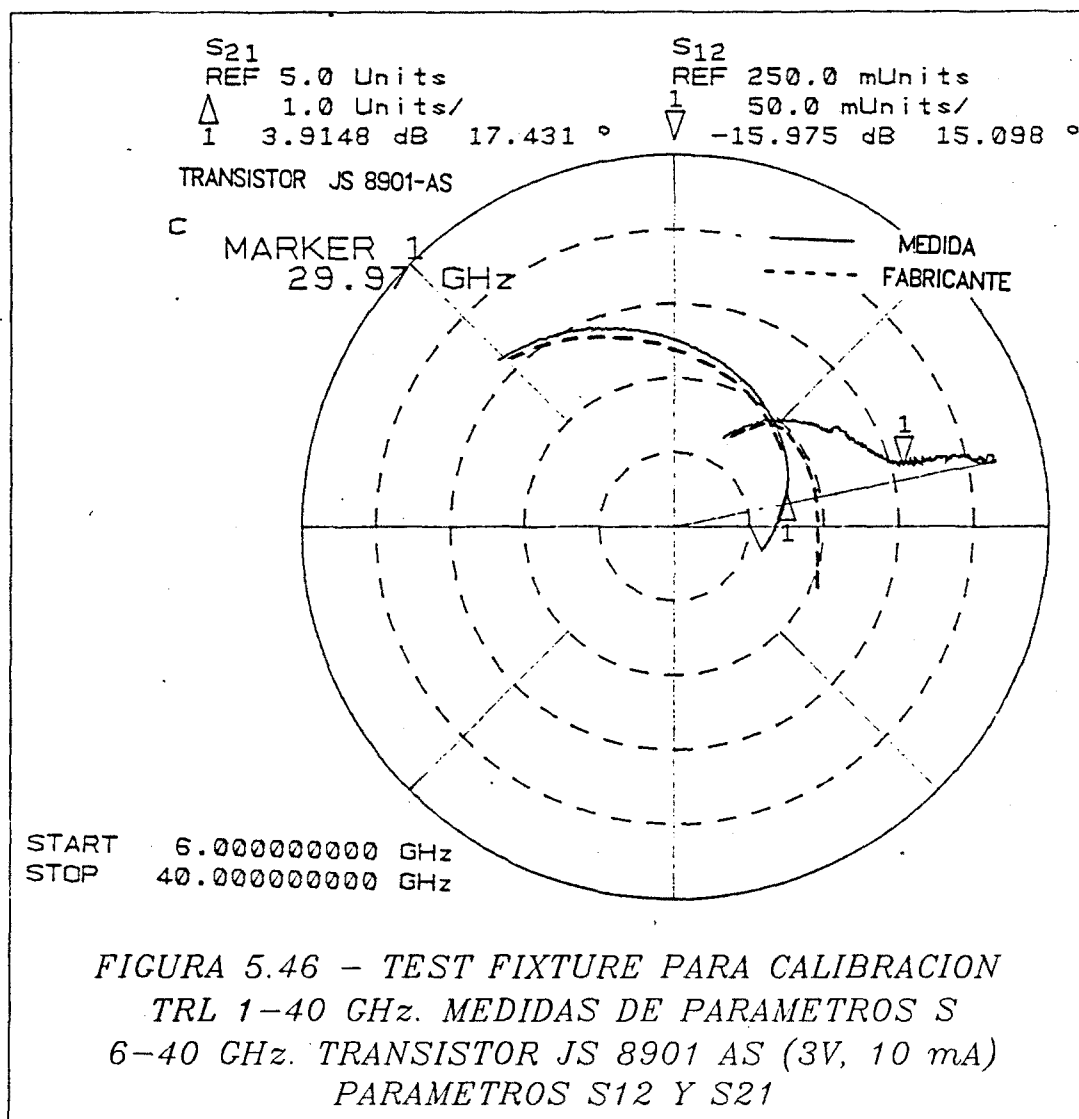


Los resultados para el JS-8901-AS en Cuclad (3V, 10 mA) se presentan en las figuras (5.45) y (5.46), con los datos del fabricante superpuestos (hasta 22 GHz, máxima frecuencia especificada). Ambos son bastante parecidos en módulo (nótese sin embargo que el módulo de  $S_{21}$  medido continúa siendo algo superior al indicado por el fabricante, al igual que el módulo de  $S_{12}$  medido). Las diferencias en fase son pequeñas en el extremo inferior de la banda: 3° a 6 GHz (8° para  $S_{12}$ ). En el extremo superior son ya importantes: 26° a 22 GHz para los parámetros en reflexión, 18° para  $S_{21}$  y 40° para  $S_{12}$ . Estas diferencias son comparables a las observadas en las medidas del Test Fixture de 3 a 22 GHz. La precisión obtenida con el de 1 a 40 GHz es, pues, muy parecida. Esta conclusión parece extrapolable al extremo superior de la banda (40 GHz). Las consideraciones efectuadas en 5.5.1 sobre las reservas con las que se deben tomar los datos suministrados por el fabricante, y las posibles causas de error de medida y de desviación de las medidas efectuadas con respecto a estos datos, pueden también aplicarse aquí.

La medidas del mismo transistor JS-8901-AS entre 1 y 6.5 GHz utilizando el Line de baja frecuencia (figuras (5.47) y (5.48)) indican algunas desadaptaciones en fase a 6.5 GHz, que sólo son significativas en el parámetro  $S_{22}$ . Pueden atribuirse, seguramente, a errores en la calibración entre 1 y 6.5 GHz por causa de un contacto no demasiado bueno del carrier del Line de baja frecuencia en el plano de la transición pin/microstrip.

Es interesante comparar las medidas del transistor FSX03X obtenidas mediante este Test Fixture con las obtenidas para el FSX02X (según el fabricante, éste corresponde al mismo chip que el FSX03X pero seleccionado en cuanto a factor de ruido) utilizando el Test Fixture de 3 a 22 GHz. Los resultados indican unas diferencias de fase de 7°-8° para todos los parámetros excepto para  $S_{22}$  (15°), siendo los medidos con el Test Fixture de 1 a 40 GHz los *más parecidos* a los datos del fabricante. Estas diferencias pueden atribuirse a una calibración más precisa entre 6 y 40 GHz.





En el apéndice V-1 se recogen las medidas en CuClad y en Alúmina del transistor JS-8830-AS (2V, 6mA) y las del JS-8864-AS (10 V, 150 mA) en Alúmina.

La repetibilidad de las medidas de parámetros S bajo una misma calibración indica unos valores mejores de -30 dB (parámetro  $S_{21}$ ), aunque valores inferiores a -40 dB son normales para el resto de parámetros. Este resultado se compara favorablemente con el Test Fixture anterior, si tenemos en cuenta que el margen de frecuencias en el que se cumplen estas cotas es muy superior (hasta 40 GHz). En [SABATER, 1989] se recogen con más detalle los resultados de medidas en substrato CuClad.

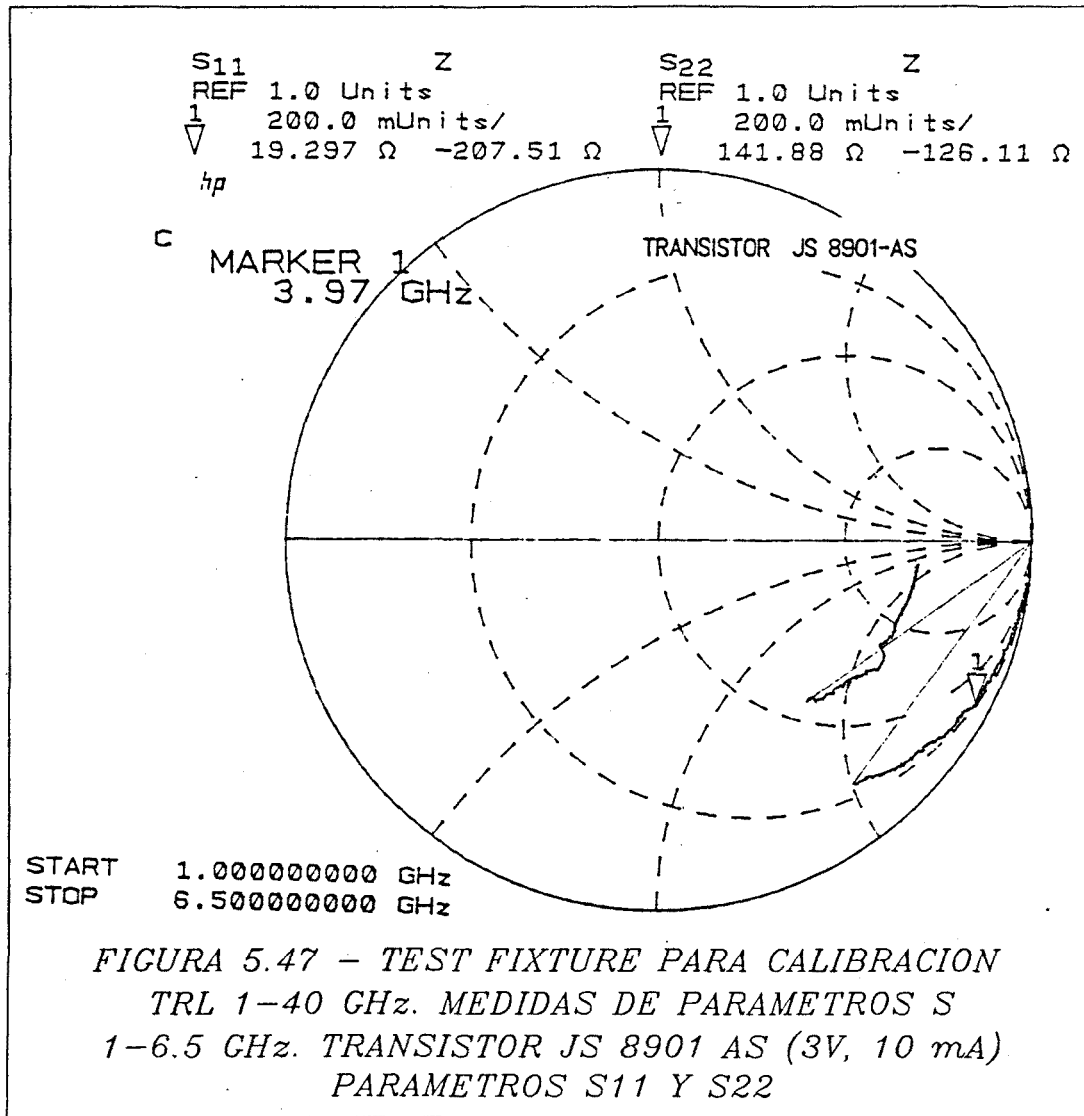
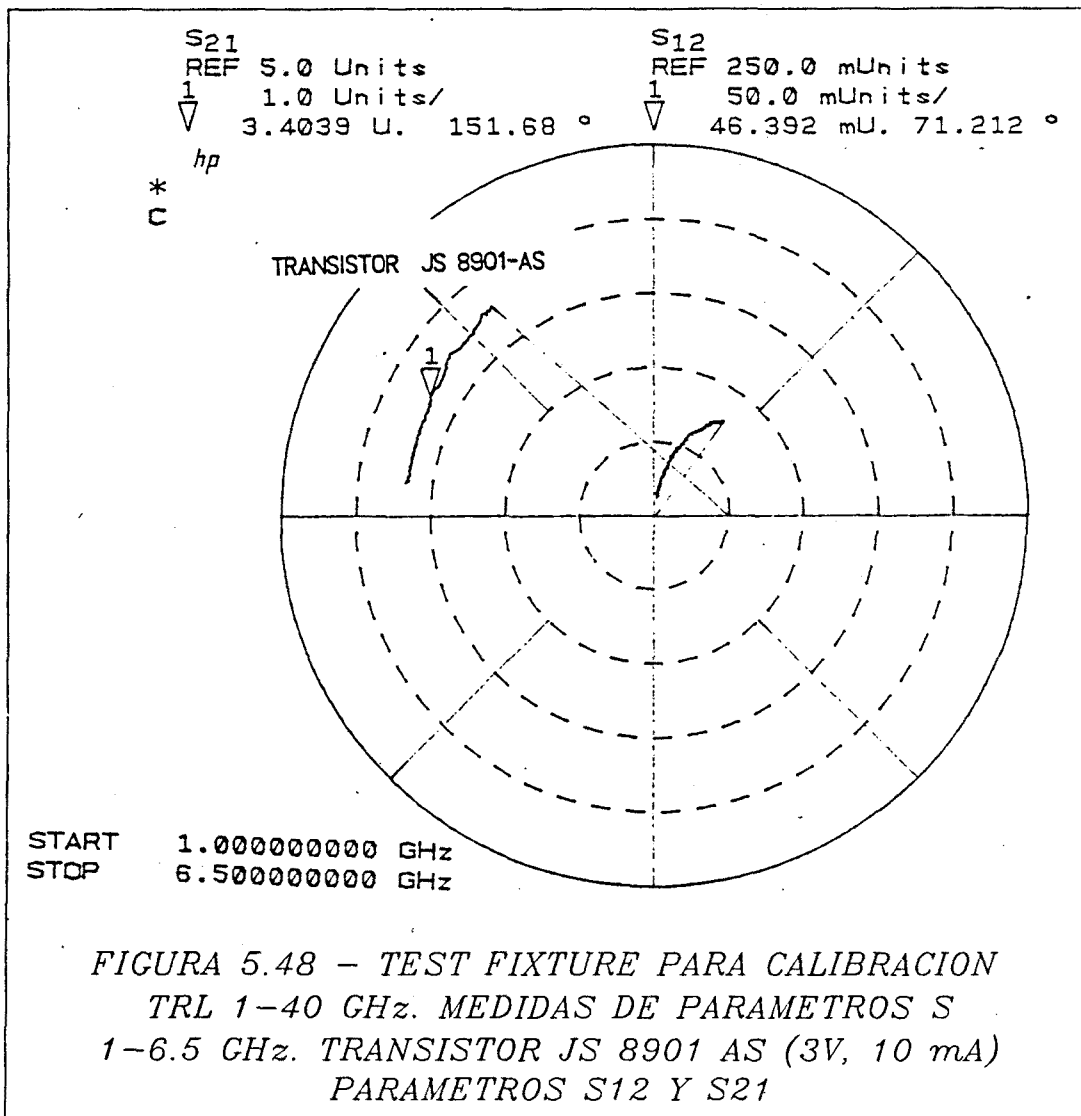


FIGURA 5.47 - TEST FIXTURE PARA CALIBRACION  
 TRL 1-40 GHz. MEDIDAS DE PARAMETROS S  
 1-6.5 GHz. TRANSISTOR JS 8901 AS (3V, 10 mA)  
 PARAMETROS S11 Y S22

En conclusión puede decirse que el Test Fixture diseñado cumple, en todo el margen de frecuencias (1 a 40 GHz), los requerimientos de precisión exigibles a las medidas de parámetros S en frecuencias de hasta 40 GHz, donde un pequeño error (por ejemplo en la fase) puede conducir a diseños incorrectos de las redes de adaptación y polarización de los amplificadores. La principal ventaja con respecto al Test Fixture de 3 a 22 GHz es el aumento de precisión en el margen 3-22 GHz. En el margen 22-40 GHz se consiguen precisiones similares a las del Test Fixture anterior en margen 3-22 GHz. Sin embargo, estos excelentes resultados dependen en gran medida de la alta precisión dimensional y bajas tolerancias mecánicas (menores que 0.05 mm) con que se puedan fabricar las cajas-soporte del transistor chip. Son especialmente críticos los contactos pin-microstrip y de masa (pared del conector-caja-soporte). Debe procurarse



mantenerlos limpios y no degradarlos mecánicamente. Una buena medida de parámetros S es siempre resultado de una buena calibración, por lo que ésta es una etapa esencial en el proceso de medida. En este sentido es recomendable utilizar el LINE en el último paso de la calibración para poder medirlo, una vez finalizada ésta, sin tener que efectuar ninguna desconexión. El módulo del parámetro  $S_{21}$  del LINE medido utilizando calibración TRL no debe presentar ningún rizado con la frecuencia (máximo +0.5, -0.1 dB), y el módulo del parámetro  $S_{11}$  debe ser inferior a -45dB, para asegurar una calibración correcta. Los inconvenientes prácticos encontrados en el Test Fixture es la dificultad de manejo, y la lentitud en el proceso de calibración y medida, debidos al sistema de desplazamiento utilizado, basado en los tornillos micrométricos. Sin embargo, una vez conocidas las lecturas "de contacto" en éstos, el problema se

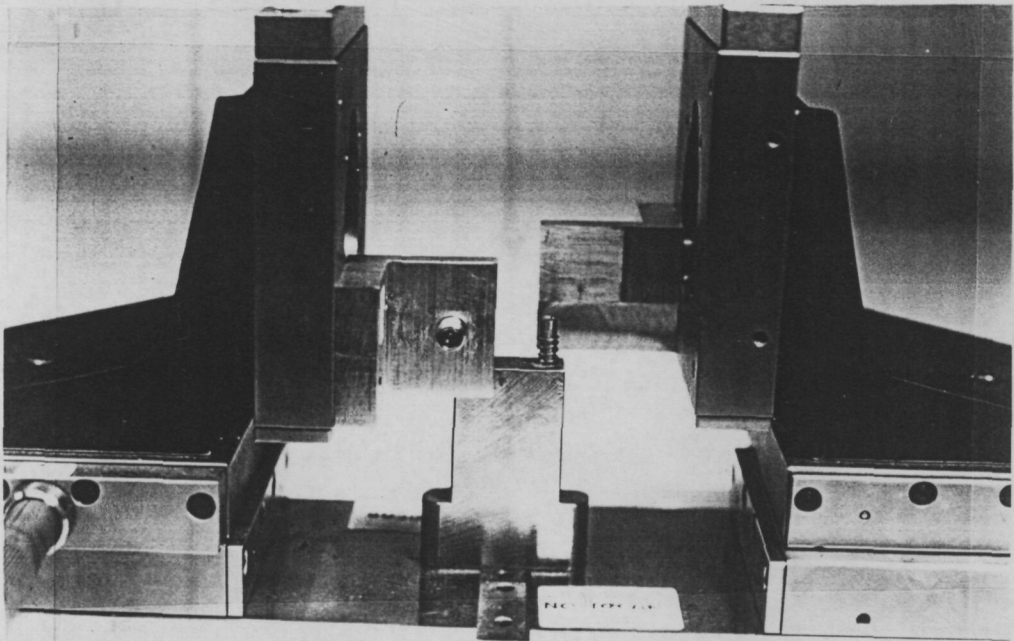
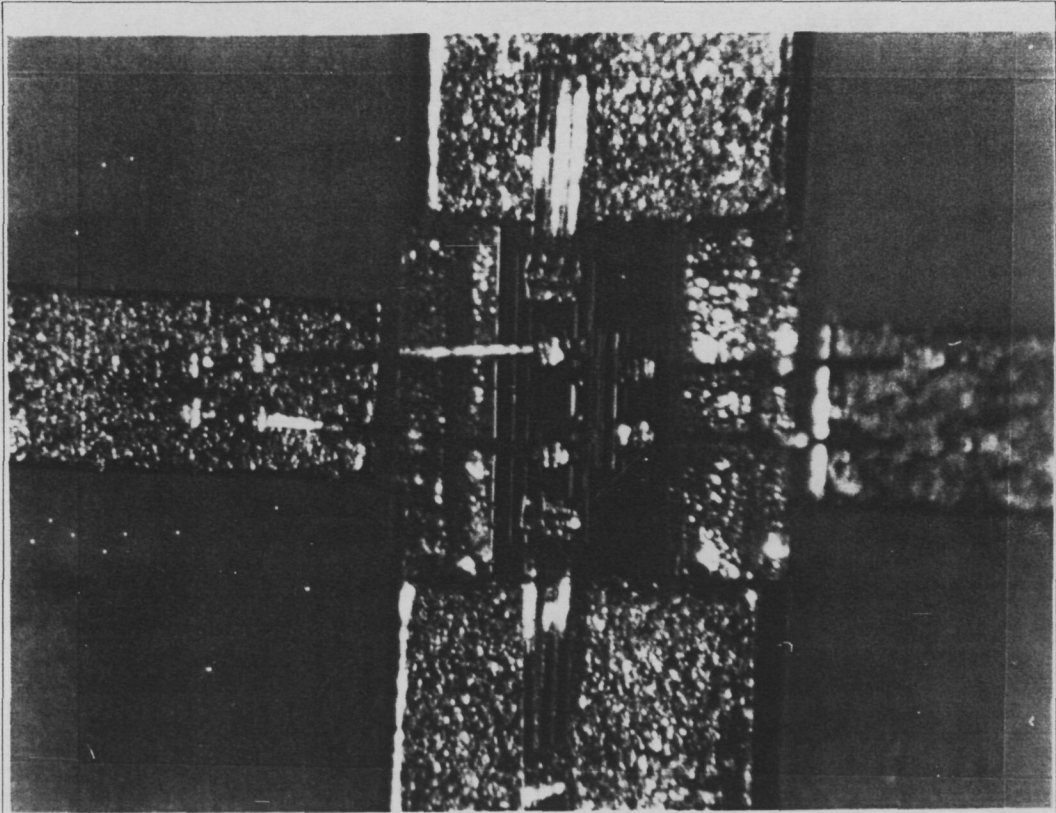
simplifica notablemente. En cualquier caso, para obtener unos buenos resultados es necesario extremar el cuidado en la manipulación durante el laborioso proceso de calibración y medida.

## APENDICE V-1 RESULTADOS EXPERIMENTALES PARA LOS TRANSISTORES JS-8830-AS Y JS-8864-AS

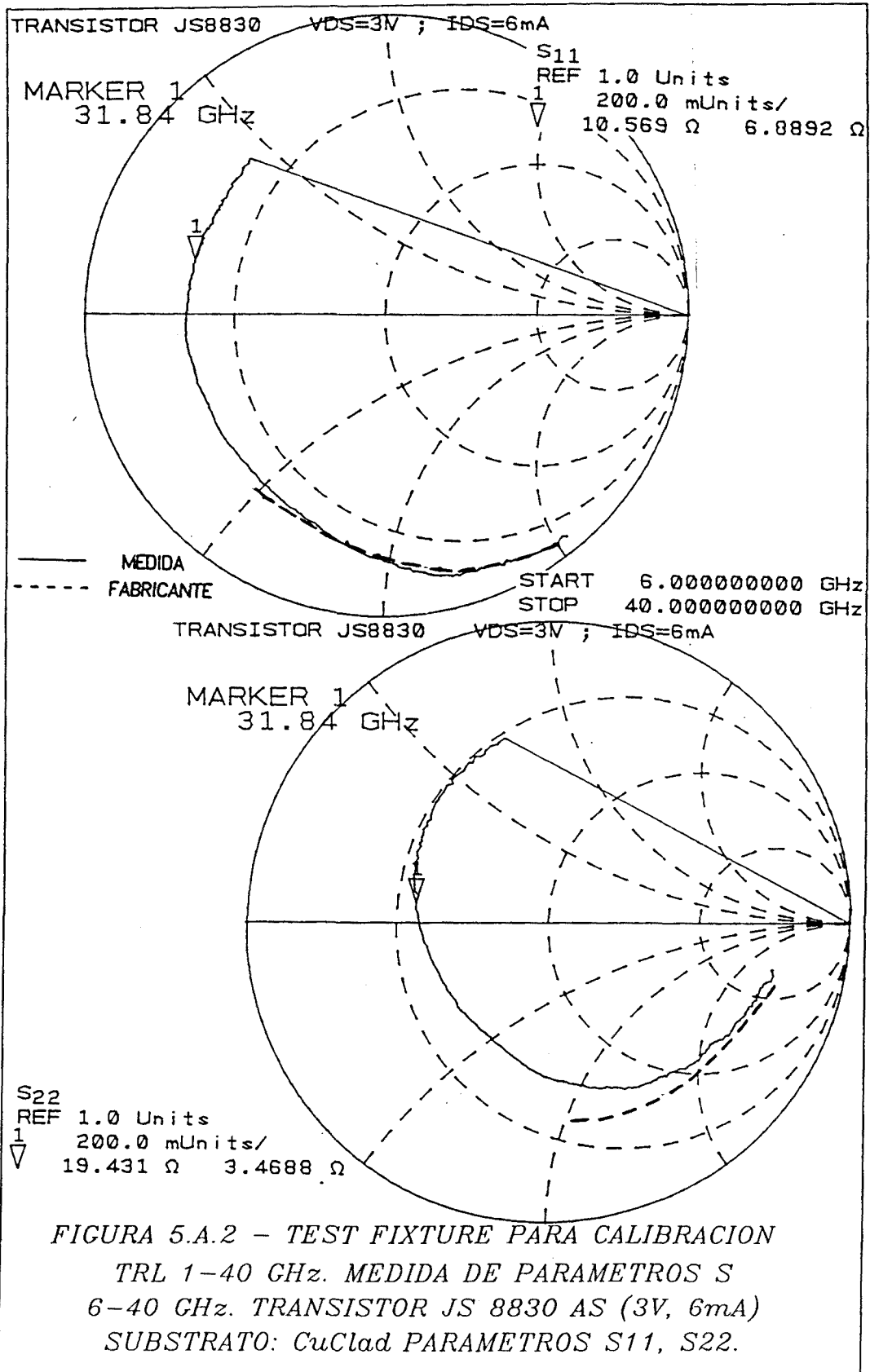
En la figura (5.A.1) puede observarse una microfotografía del transistor chip JS-8830-AS montado en su carrier.

Pueden distinguirse los hilos de termocompresión unidos a los contactos del chip y a las pistas microstrip en substrato cerámico (alúmina).

Para las condiciones de polarización  $V_{ds} = 3V$  ,  $I_d = 6mA$  se efectuaron dos medidas de parámetros S entre 6 y 40 GHz, utilizando patrones de calibración TRL y carriers del chip en los dos tipos de substrato mencionados anteriormente: Alúmina y Cuclad 217.



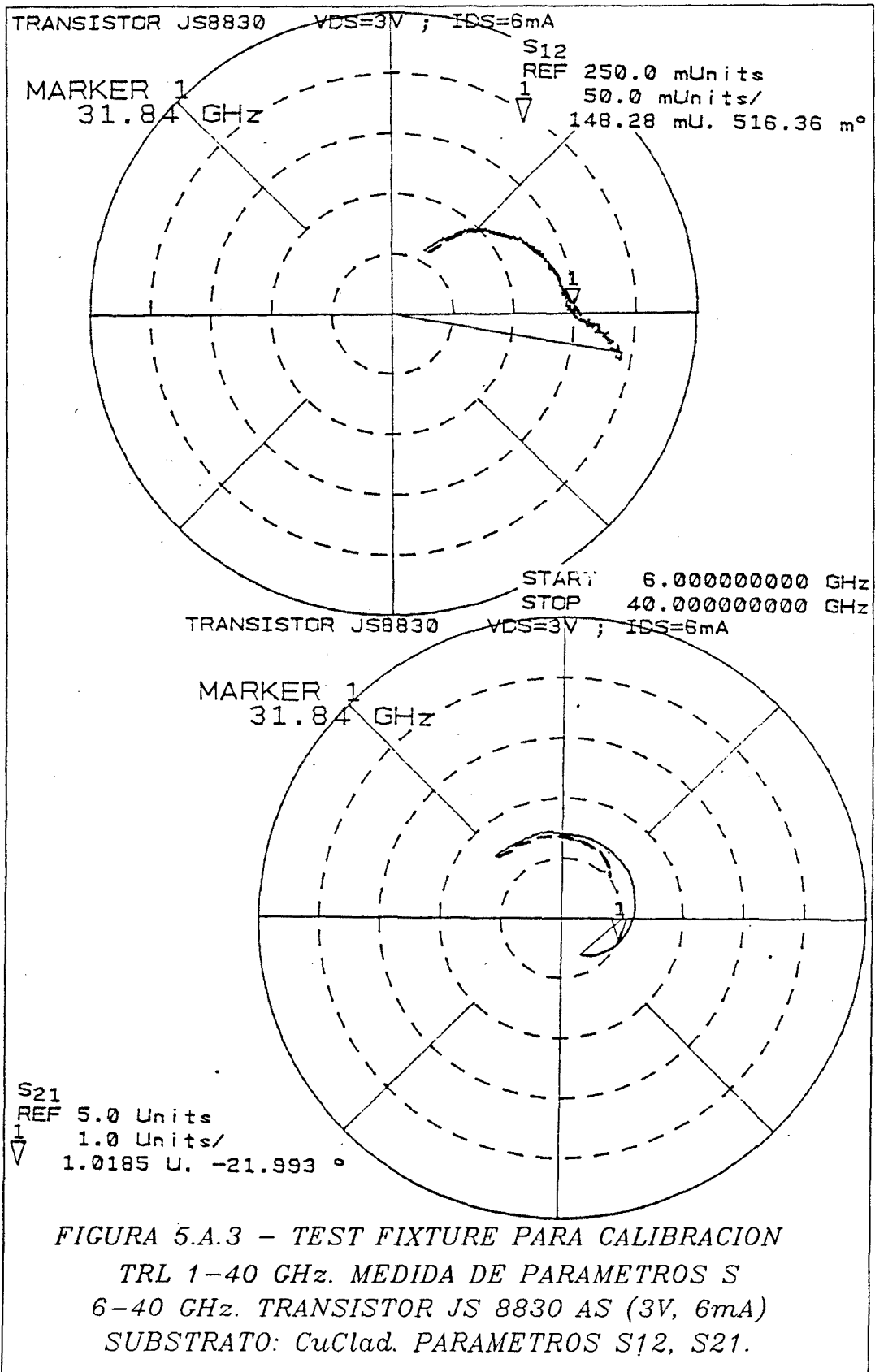
*FIGURA 5.A.1 - TEST FIXTURE PARA CALIBRACION  
TRL 1-40 GHz. MONTAJE DEL TRANSISTOR  
CHIP JS 8830 AS EN SUBSTRATO Alumina.*

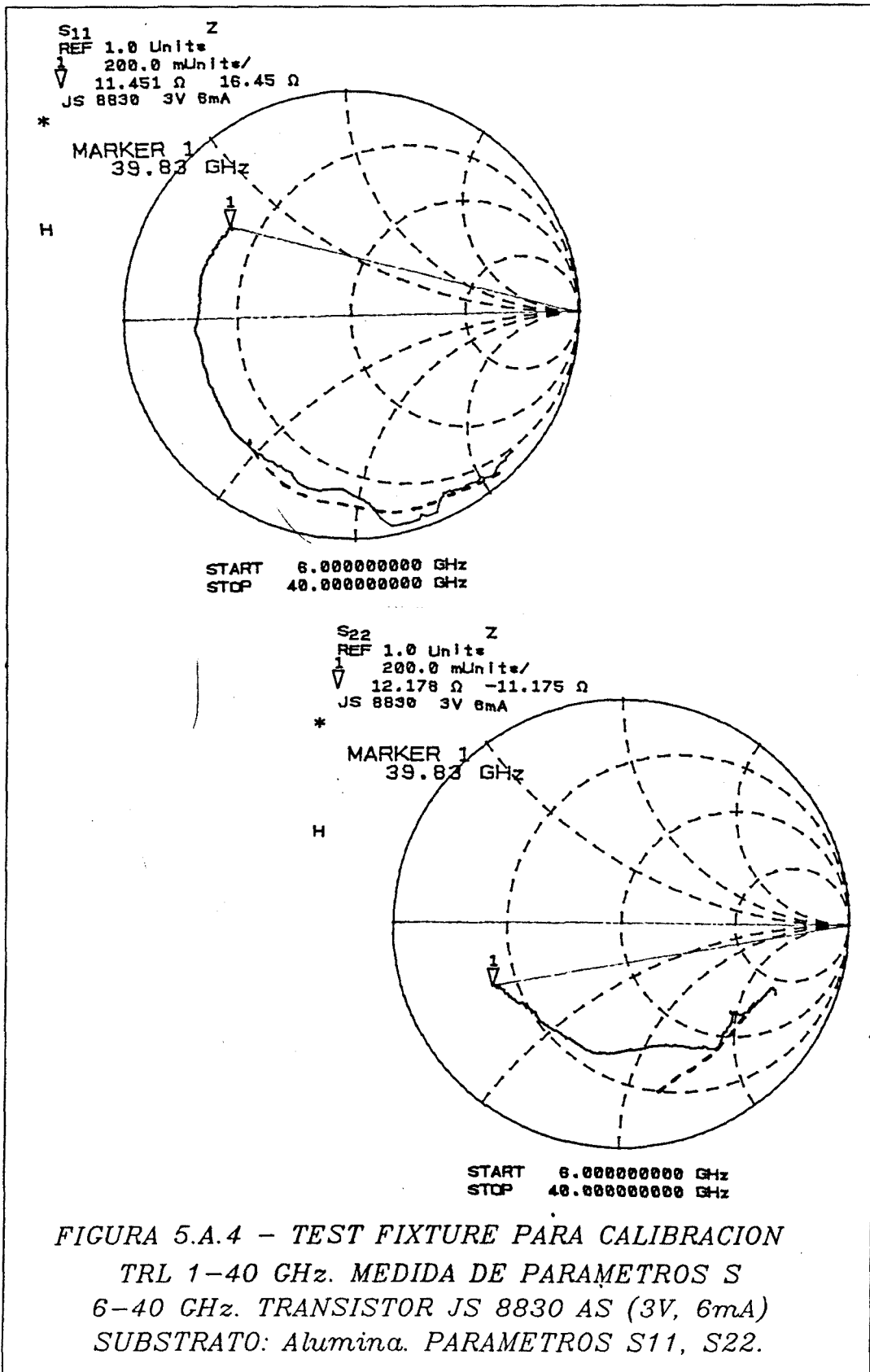


En las figuras (5.A.2), (5.A.3) y (5.A.4), (5.A.5), se presentan los resultados obtenidos en Cuclad y en Alúmina, respectivamente. Nótese que se refieren a transistores del mismo tipo pero distintas unidades.

Para el parámetro  $S_{11}$  se observa una notable concordancia entre ambas medidas, con un ligero desplazamiento en fase a todas las frecuencias (aproximadamente  $4^\circ$ ). El parámetro  $S_{21}$  presenta también una notable similitud. Los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{22}$  difieren apreciablemente, en especial por lo que respecta a la mitad superior de la banda (a partir de 22 GHz).

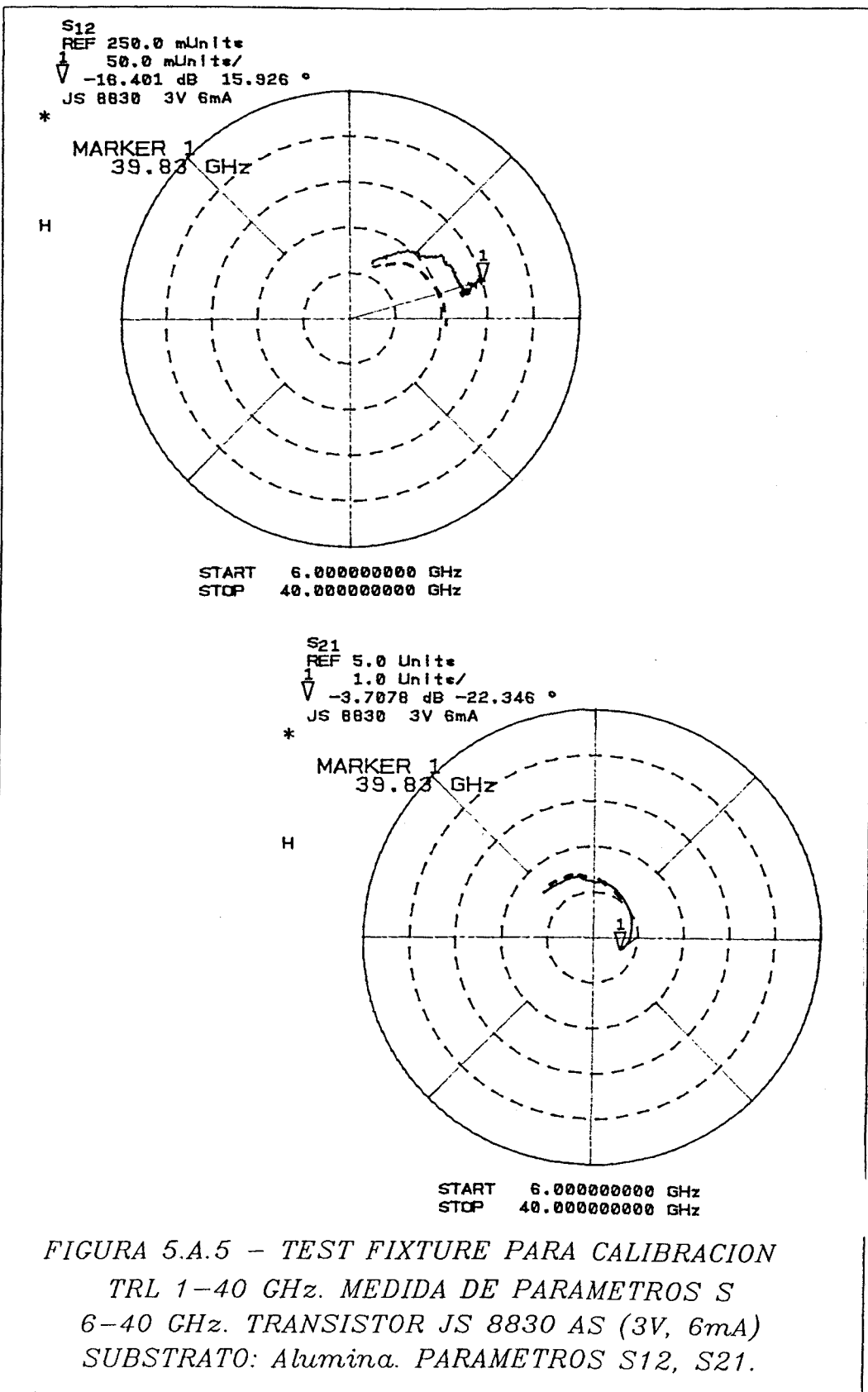


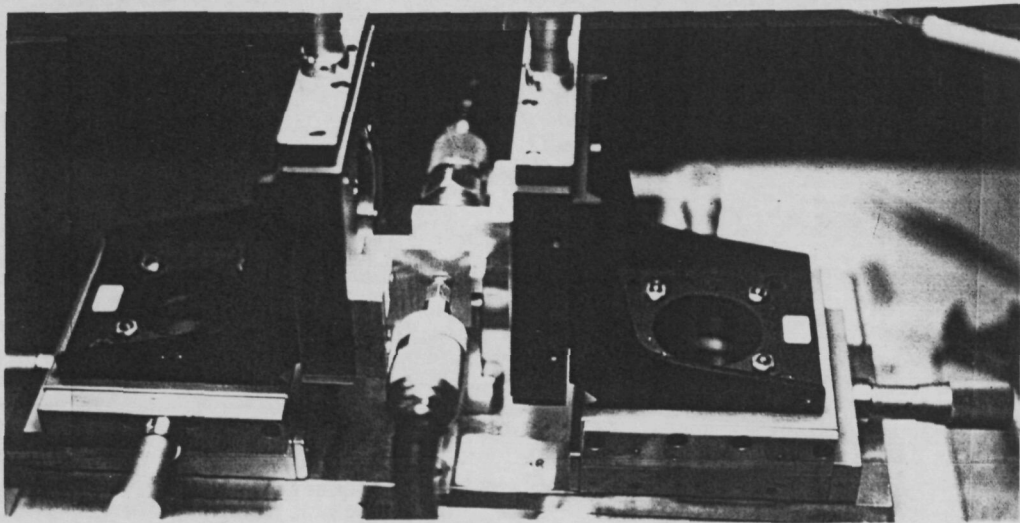
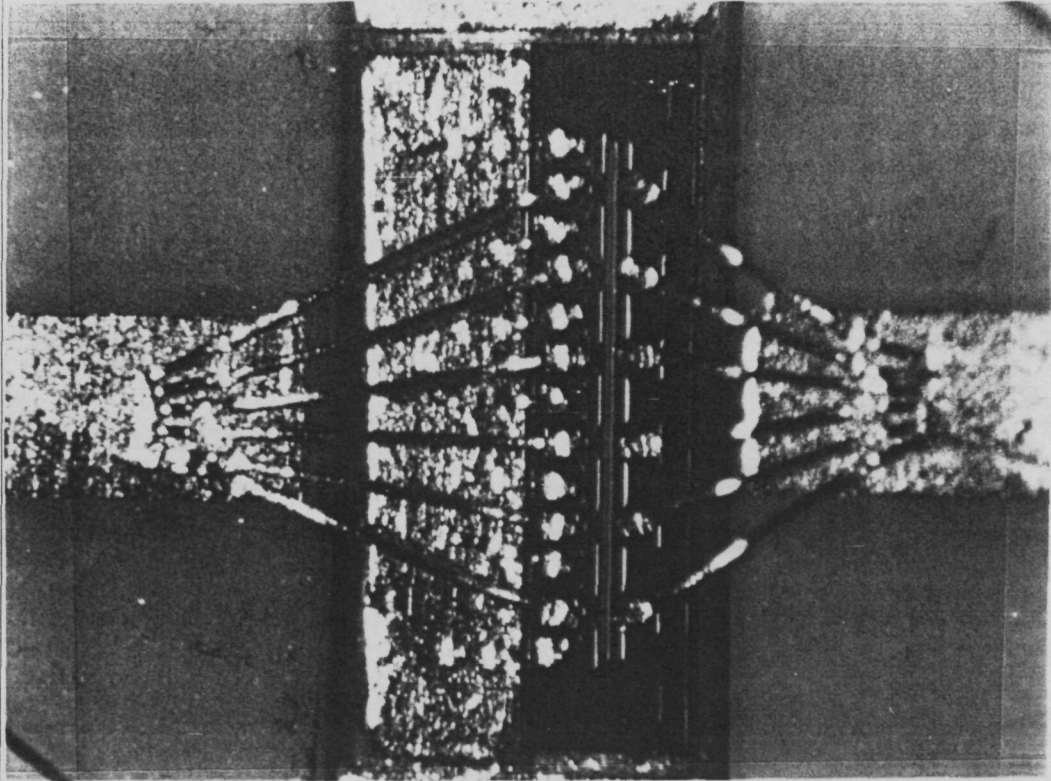




Estas diferencias se atribuyen a las siguientes causas: Dispersión de los transistores, diferencias entre las características de cada sustrato, diferencia entre las precisiones dimensionales de las líneas microstrip para cada sustrato (los circuitos en Alúmina están fabricados con mayor precisión), y pequeñas diferencias en el montaje de los transistores. La concordancia con los datos del fabricante (suministrados sólo hasta 22 GHz) es bastante buena en ambas medidas, observándose diferencias en fase máximas de  $20^\circ$  a 22 GHz.

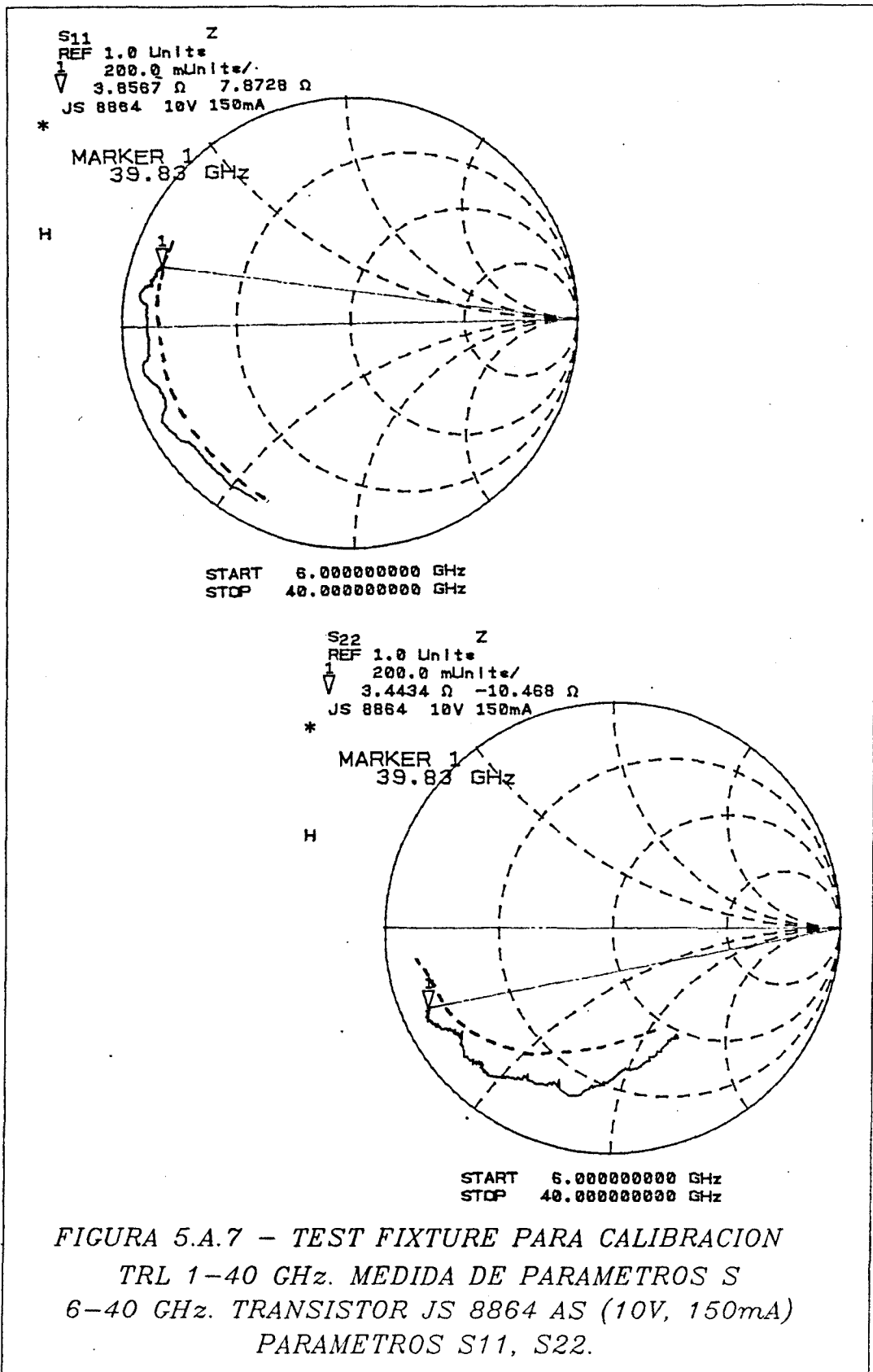
La figura (5.A.6) muestra una microfotografía del transistor de potencia JS-8864-AS montado en sustrato de Alúmina. Pueden observarse los contactos múltiples de Puerta y Drenador, cuyo objeto es conseguir una mayor potencia en régimen lineal. Ello, sin embargo, dificulta notablemente el montaje del chip mediante los hilos de termocompresión.

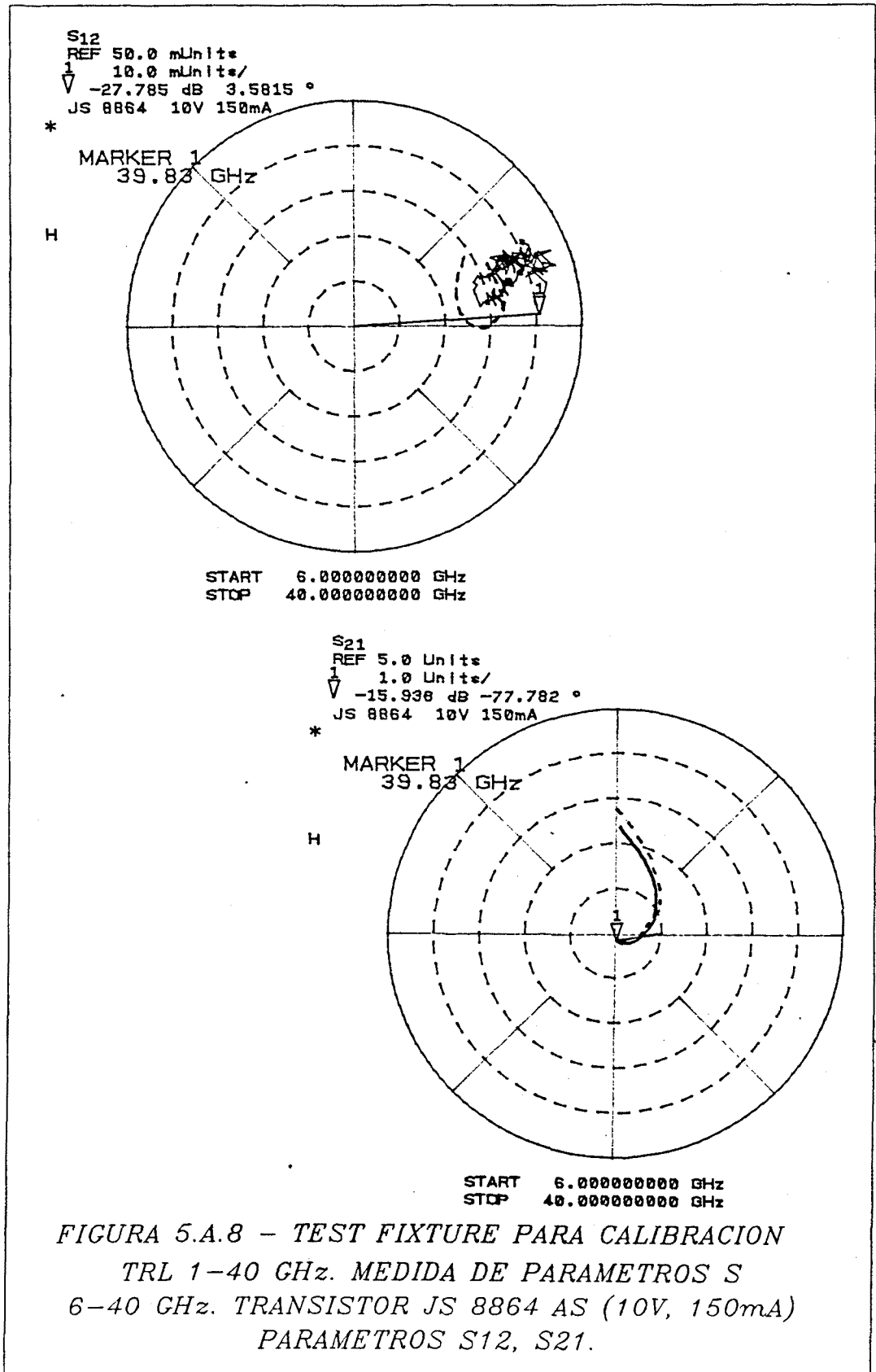




*FIGURA 5.A.6 - TEST FIXTURE PARA CALIBRACION  
TRL 1-40 CHz. MONTAJE DEL TRANSISTOR  
CHIP JS 8864 AS EN SUBSTRATO Alumina.*

Los resultados de las medidas de parámetros S se presentan en las figuras (5.A.7) y (5.A.8) para la polarización correspondiente al régimen de trabajo ( $V_{ds} = 10V$  ,  $I_d = 150mA$ ). Nótese una buena concordancia en la fase (diferencias máximas de  $15^\circ$ ) con los datos suministrados por el fabricante, *calculados* hasta 40 GHz, excepto para el parámetro  $S_{21}$  a partir de 30 GHz (diferencia de  $40^\circ$  a 40 GHz). El módulo presenta diferencias más significativas en todos los parámetros, especialmente  $S_{12}$









## CAPITULO VI - ESTRUCTURAS PLANARES EN GUIA RECTANGULAR PARA AMPLIFICADORES DE BANDA MILIMETRICA

### 6.1 INTRODUCCION

En los capítulos anteriores se ha tratado en profundidad la caracterización de transistores de microondas por medio de medidas de Parámetros S y de Ruido, poniendo un énfasis especial en las técnicas de calibración y medida y las precisiones asociadas. El objetivo global era, tal como se discutió en las correspondientes introducciones, cubrir desde el punto de vista teórico y experimental, la necesidad existente de disponer de herramientas de medida adecuadas a las frecuencias de microondas y milimétricas, en particular, entre 1 y 40 GHz. La buena caracterización de los elementos activos (transistores GaAs FET y HEMT) ha sido considerada pues una parte fundamental en un correcto diseño del amplificador de bajo ruido. El siguiente paso es el estudio de las estructuras impresas adecuadas para el soporte del mismo, teniendo en cuenta que se pretende utilizar en frecuencias de banda milimétrica (específicamente, en banda Ka, de 26.5 a 40 GHz). El objetivo de este capítulo es, por lo tanto, la investigación de la realizabilidad de amplificadores totalmente integrados en líneas de transmisión planares en guía (finline, slot, CPW), diferentes de la línea microstrip (que es el medio tradicional de diseño [ARTAL, 1988; Melecon, 1989; URSI, 1989; CORBELLA, 1989]). Hay precedentes de este tipo de diseño [MARTI, 1983; L'ECUYER, 1986, 1989; RUXTON, 1988, 1989; RIAZIAT, 1986, 1989; DOW, 1989], aunque las estructuras resultantes no pueden considerarse totalmente *planares en guía* (y/o diferentes de microstrip). Las ventajas de este tipo de amplificadores pueden ser:

- 1 - Mayor Ganancia y menor Factor de Ruido debido a las bajas pérdidas de la finline y a la ausencia de transiciones guía-microstrip.
- 2 - Integrabilidad en los distintos tipos de circuitos de plano E, tales como mezcladores y filtros.
- 3 - Sencillez mecánica y de montaje.
- 4 - Sencillez de realización de patrones de calibración TRL en finline para medida de los parámetros S del transistor en las mismas condiciones del amplificador.

5 - Posibilidad de operación a frecuencias elevadas (por encima de los 70 GHz), siempre que la tecnología de los transistores lo permita.

Las aplicaciones pueden encontrarse en los cabezales RF de recepción de señales débiles provenientes de enlaces terrenos ó espaciales. La estructura elegida ha sido, tal como se argumenta en el apartado 6.3, la finline, puesto que reúne las ventajas de bajas pérdidas, amplio margen de frecuencias del modo dominante, y facilidad de realización con los substratos habituales de microondas, tales como CuClad y Alúmina. Por otra parte, en el Departamento se tenía la experiencia necesaria en circuitos finline (diseño de mezcladores, atenuadores, software de diseño y realización de diversos tipos de transiciones a guía, microstrip y guía coplanar, y mecanización de las dos mitades de la guía que alberga el circuito) como para resultaran una elección adecuada para el diseño de circuitería a frecuencias entre 20 y 32 GHz [ARTAL, URSI, 1988].

La clave del buen funcionamiento de un amplificador en finline es, por supuesto, la transición entre la línea de transmisión y el transistor chip. Dado que para efectuar la unión del transistor al circuito es necesario un puente de hilo de oro soldado por termocompresión, ha parecido conveniente realizar la transición aplicando este sistema, es decir, disponer el hilo a modo de puente *sobre* la ranura finline. En el apartado 6.4 se describe el estudio realizado en torno a esta transición y se comentan dos diseños efectuados a la frecuencia de 20 GHz. Existen en la literatura antecedentes de transiciones slotline-microstrip y slotline-coaxial que se utilizan como punto de partida [KNORR, 1974]. La entrada del amplificador (y por tanto, también de la transición) se realiza en guía. En cuanto a la salida, en una primera fase se realiza en guía coplanar (CPW, ó *finline acoplado*) con el fin de poder acceder directamente por conector coaxial (2.4 mm). Esta realización tiene dos ventajas. Por una parte, aporta experiencia en el diseño de transiciones que utilicen hilos de termocompresión y, por otra, aporta un método sencillo de diseño de amplificadores con entrada en guía y salida en coaxial, que ofrece un indudable interés en ciertas aplicaciones.

En el siguiente apartado, 6.2, se comenta el estado actual de la tecnología de circuitos de plano E, entendiendo como tales los que utilizan finline, guía coplanar (CPW) ó slotline como líneas de transmisión principales. En ocasiones aparecerá también algún tipo de transición a microstrip, debido a que alguna parte del circuito se realiza

mediante esta técnica. El objetivo no es una revisión exhaustiva, sino simplemente poner de manifiesto la creciente importancia de este tipo de circuitos, y explicar las estructuras de amplificadores de plano E que pueden hallarse en la literatura. En el apartado 6.3 se comentan las características de finline y CPW con mayor profundidad, en particular los métodos de cálculo aproximados de la impedancia característica, efectos de discontinuidades y transiciones, con el fin de justificar la estructura finalmente elegida.

## 6.2 CIRCUITOS EN PLANO E (REVISION)

En [SOLBACH, 1983] se encuentra un resumen del *status* de los circuitos impresos de plano E para milimétricas. A pesar de que la descripción corresponde a 1983, no por ello ha perdido su validez, aunque también es cierto que desde entonces se ha avanzado notablemente en el tema, en especial por lo que respecta a *integración* y desarrollo de circuitos integrados *monolíticos* en bandas cada vez más elevadas de frecuencia. Sirva como ejemplo dos comunicaciones sobre amplificadores monolíticos en guía coplanar en el reciente Symposium del MTT (1989) [RIAZIAT, 1989; DOW, 1989]. También en el capítulo 9 del libro de B. Bhat [BHAT, 1987] hay una descripción más actualizada de un gran número de circuitos y aplicaciones. Debido a que las guías de plano E son básicamente medios de transmisión mediante ranura (slot) ó tira (strip), desde el principio era evidente que se adaptaban perfectamente a componentes en chip ó beam-lead. Por ello, los primeros circuitos integrados de plano E fueron atenuadores con diodos PIN [MEIER, 1974], mezcladores [MEIER, 1975; GYSEL, 1975] y, posteriormente, detectores [MEINEL, 1980] y moduladores [KPODZO, 1980]. También adquirieron mucha relevancia los filtros, por ejemplo paso banda [MEIER, 1974; KONISHI, 1974], realizados mediante resonadores acoplados por tira inductiva, poste, ó "rebaje", y los osciladores [MEIER, 1978]. La realización de mezcladores equilibrados requería, además, el diseño de uniones híbridas adecuadas de  $180^\circ$  [GYSEL, 1975] ó de  $90^\circ$  (-3 dB) [MEIER, 1980]. Más adelante se referencian atenuadores y conmutadores hasta 145 GHz, con unas pérdidas de inserción máximas de de 2 dB y un aislamiento mínimo de 25 dB entre 130 y 145 dB [CALLSEN, 1983], detectores hasta 170 GHz [MENZEL, 1982], y mezcladores equilibrados hasta 140 GHz [MENZEL, 1983]. Desarrollos recientes indican el diseño de osciladores clásicos con diodo GUNN, pero

también con transistor [HOEFER, 1989]. También podemos mencionar filtros en modo evanescente [ZHANG, 1988] e investigación en nuevas estructuras para mezcladores, por ejemplo, [CAHANA, 1989], que utiliza un BALUN CPW/Slotline, ó en moduladores, por ejemplo un modulador ASK que utiliza las dos caras del circuito impreso para producir transiciones microstrip/slotline [TARUSAWA, 1987].

En la actualidad se presta mucha mayor atención a la integración de todos estos elementos individuales, incluyendo osciladores con diodos GUNN ó IMPATT, en subsistemas y sistemas para aplicaciones muy diversas (en [MEINEL, 1988, 1989] se encuentra una descripción detallada de las diversas aplicaciones). Así, pueden citarse una antena planar integrada con un front end que comprende, en un solo circuito, la antena tipo slot acoplado, un mezclador equilibrado, y un oscilador local con diodo GUNN [HWANG, 1987, 1988]. Se presenta un prototipo a 10 GHz, aunque la banda de funcionamiento prevista se sitúa en 90 GHz). En [BARNES, 1988] se describe un transceptor integrado en plano E a 29 GHz, formado por 2 unidades (emisor y receptor) y un circulador. Las unidades incorporan filtros, un moduladores bifase, un atenuador PIN, un atenuador resistivo, acopladores direccionales y un mezclador. También se han desarrollado amplificadores, que serán objeto de un comentario posterior más detallado.

Un esfuerzo considerable se ha dedicado también al desarrollo de circuitos monolíticos en banda milimétrica, debido a la necesidad de reducción del tamaño. En [UPTON, 1986] se describen un ABR ( $F < 4$  dB) y un mezclador equilibrado monolíticos a 31 GHz. En [ADELSECK, 1988] se presenta un receptor monolítico a 35 GHz que comprende un mezclador equilibrado y un amplificador de FI, que utiliza líneas microstrip. En [SPIELMAN, 1988] se revisan las potencialidades de esta tecnología, se señalan los dispositivos semiconductores más convenientes según la aplicación (IMPATT, TED y MESFET para osciladores, Schottkys, Josephson y MESFET para mezcladores y detectores, y PIN y MESFET para moduladores) y se analizan brevemente los medios de transmisión más convenientes (slot, CPW y microstrip). Por último se comentan las tendencias. Pueden resaltarse, por ejemplo, receptores de banda ancha entre 75 y 110 GHz, ó desfases con diodos PIN a 44 GHz. En [BRIGGINSHAW, 1988] se describe un mezclador equilibrado en la banda 88-98 GHz, que emplea dos diodos Schottky en oposición de fase y un híbrido de  $180^\circ$ .

Por lo que respecta a amplificadores, existe un antecedente importante de amplificador en guía ridge para recepción de señal de satélites DBS, diseñado en 1983 en nuestro Grupo. Se trata de un preamplificador de una etapa que utiliza el transistor GaAs FET de NEC NE 710 (encapsulado), con entrada en guía y salida en coaxial [MARTI, 1983; BARLABÉ, 1983]. La ventaja de la entrada directa en guía (sin las habituales transiciones a microstrip) es, tal como se comentó en 6.1, la disminución de las pérdidas de inserción de entrada y, por tanto, del Factor de Ruido. El transistor se monta entre la "ridge" del interior de la guía (contacto de puerta) y la pista microstrip exterior a la guía (contacto de drenador), a la que se accede por una apertura practicada al efecto. La estructura es en realidad una guía Ridge terminada en cortocircuito, propuesta inicialmente por Y. Konishi para el montaje de diodos [KONISHI, 1974, 1978, 1979; CHANG, 1976]. Los resultados experimentales indicaron una ganancia superior a 8 dB y un Factor de Ruido típico de 2.2 dB en la banda DBS (11.7-12.5 GHz), 0.5 a 0.8 dB por debajo de los valores normales en aquellos momentos. La estructura comportaba algún inconveniente práctico, tal como la criticidad de la ubicación del transistor en la ranura de la "ridge", y la dificultad de ajuste y de mecanización.

También en 1983 se describe una estructura de montaje de transistores en guía de banda X (8-12 GHz) mediante una transición de guía a microstrip [EBNER, 1983]. Se disponía material absorbente en diversos puntos del circuito con el fin de estabilizar el dispositivo a bajas frecuencias. Sin embargo, las pérdidas de inserción que este material producía eran lo bastante elevadas (3 dB) como para cuestionar su utilización en amplificadores. En 1986 se propone una nueva estructura para Amplificador de Bajo Ruido a 20 GHz en guía, utilizando ya tecnología finline [L'ECUYER, 1986, 1989]. La realización (ver figura (6.1)) consta de dos guías de onda rectangulares paralelas entre sí, con una cara ancha común. Las guías están aisladas excepto por una pequeña apertura en la cual se monta el transistor (se trata del chip NE 67300 de NEC). La entrada y salida es en guía, con transición a finline unilateral descentrado. La polarización del transistor se realiza mediante una combinación de CPW y microstrip (con filtro de rechazo de RF incorporado), y está diseñada para ser transparente a RF y proporcionar una buena adaptación (bajo módulo del coeficiente de reflexión) a bajas frecuencias, en particular a 4-5 GHz, que es la región más crítica en cuanto a inestabilidad potencial del transistor.

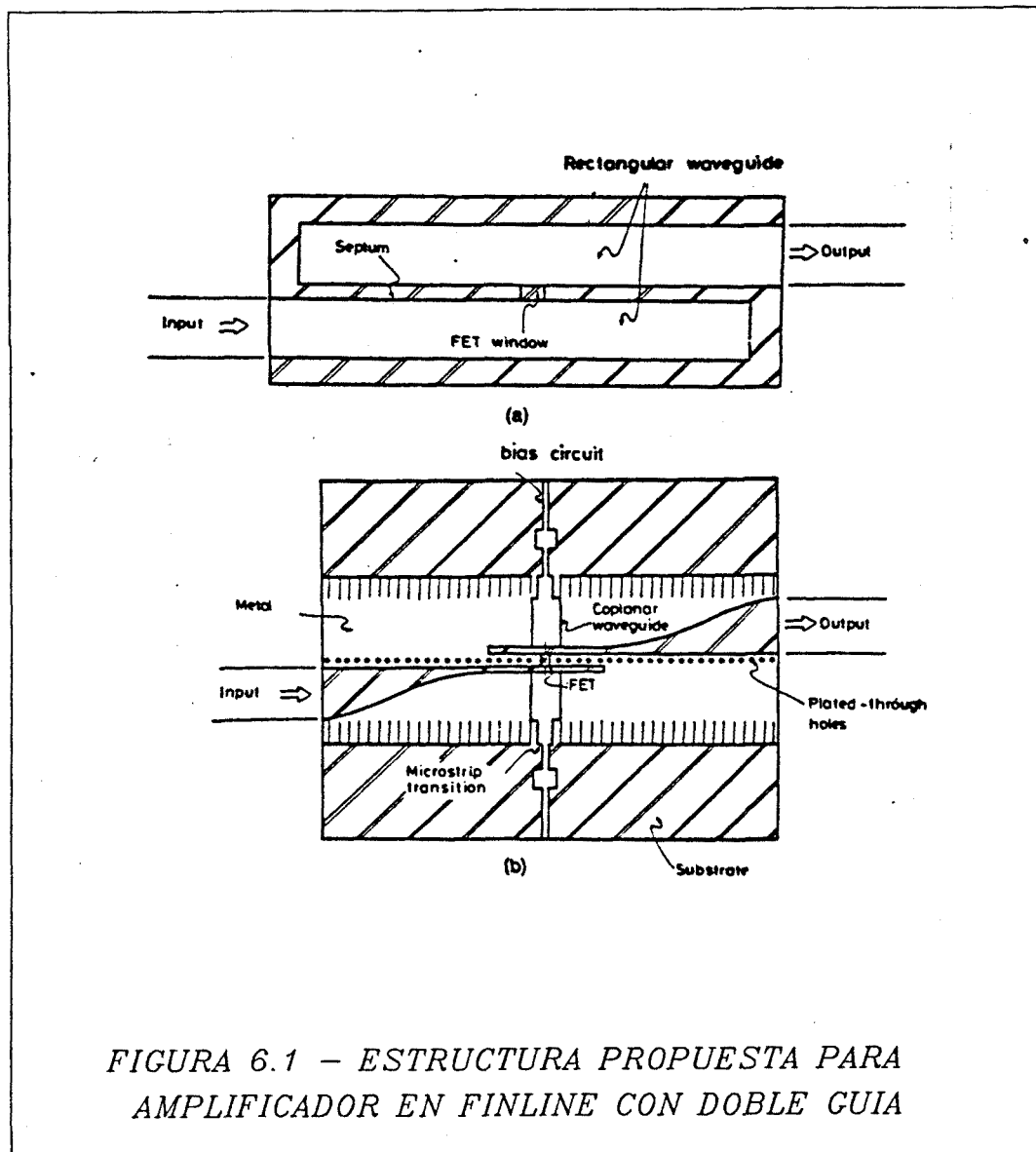


FIGURA 6.1 - ESTRUCTURA PROPUESTA PARA AMPLIFICADOR EN FINLINE CON DOBLE GUIA

En 1988, J. Ruxton presenta una nueva estructura integrada finline/microstrip para amplificadores [RUXTON, 1988, 1989]. Se presenta un diseño a 20 GHz utilizando el mismo transistor que en la referencia precedente (chip NE 67300 de NEC). Al igual que el anterior, se trata de un amplificador de banda estrecha, debido a las redes de adaptación y polarización (realizadas en microstrip), que contienen transformadores de cuarto de onda. El amplificador está totalmente realizado en microstrip y sólo se utiliza la línea finline para facilitar la transición entre las guías de onda y la línea microstrip. Dos guías de onda diferentes (entrada y salida, respectivamente) son necesarias, lo cual complica algo la mecanización.

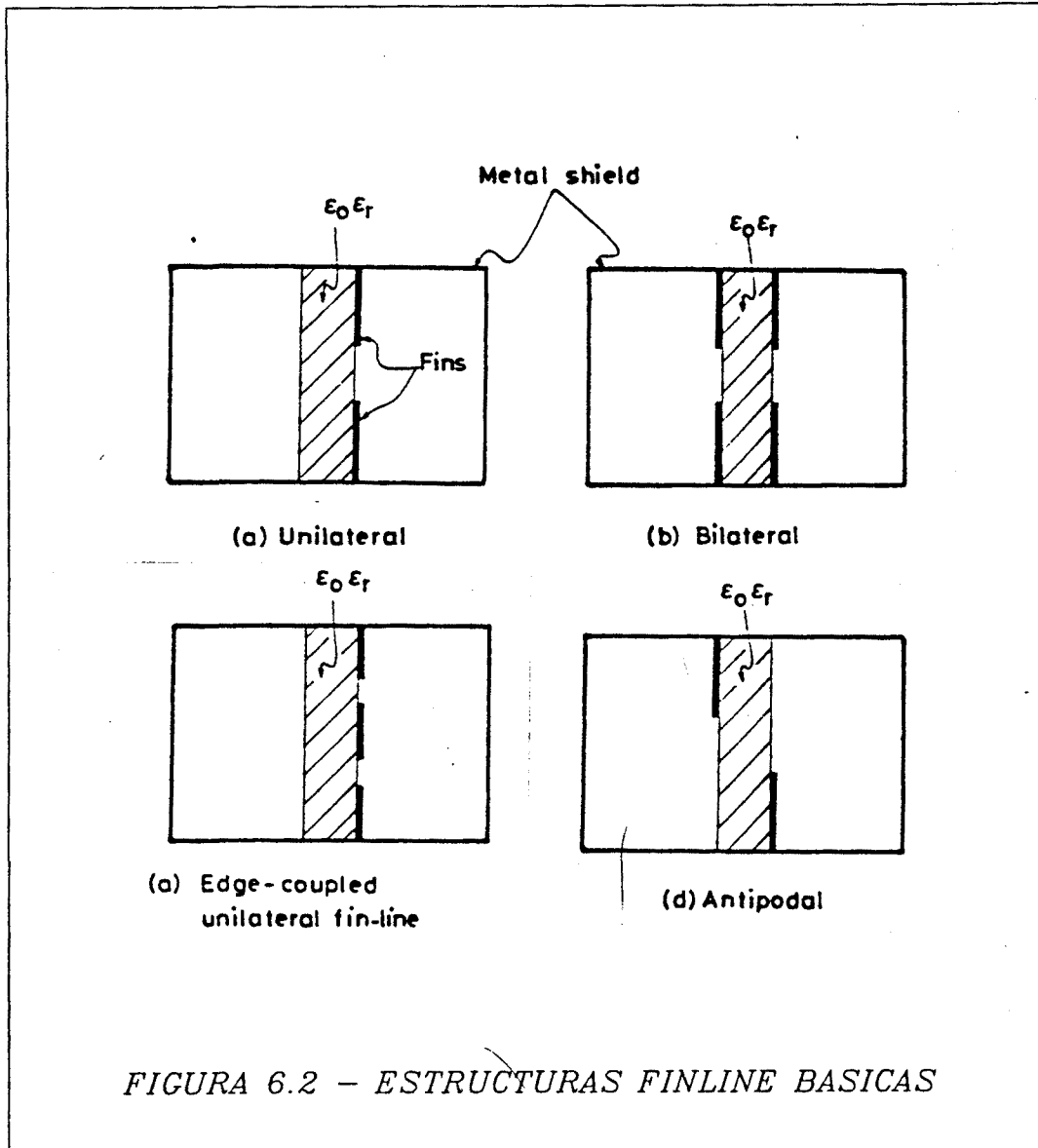
En el apartado 6.1 se indicaban tres referencias sobre amplificadores monolíticos en bandas Ka (26.5-40 GHz) y Q (33-50 GHz) [RIAZIAT, 1986, 1989; DOW, 1989]. El interés de mencionarlos aquí estriba en que la mayoría de ellos están realizados enteramente en guía coplanar (CPW). Debe tenerse especial cuidado en asegurar que el modo slotline no sea excitado. Esto puede conseguirse mediante puentes de aire que unan los planos de masa a ambos lados de la línea CPW, asegurando así la equipotencialidad. En las estructuras CPW con plano de masa adicional en la cara posterior del sustrato surge otro problema potencial. Se trata de la excitación de modos de la guía de placas paralelas formada por esta metalización posterior y la correspondiente a los planos de masa de la cara anterior. Ello sólo puede evitarse mediante una selección cuidadosa de las dimensiones (espesor del sustrato y/o anchura de la tira y ranuras de la línea CPW).

### 6.3 ESTRUCTURA EN PLANO E PARA UN AMPLIFICADOR FINLINE

La línea de transmisión finline (figura (6.2)) fue propuesta por P. J. Meier en 1974 como una alternativa a la línea microstrip a frecuencias de milimétricas [MEIER, 1974]. Sus características de propagación (impedancia característica y dispersión) han sido objeto de estudio por métodos rigurosos [HOFMANN, 1977; KNORR, 1980; SCHMIDT, 1980] (dominio espacial ó dominio espectral). También se han propuesto expresiones cerradas, basadas en aproximaciones a los datos numéricos obtenidos mediante los métodos rigurosos. Así, en [SHARMA, 1983] se presentan expresiones para la frecuencia de corte, impedancia característica (definición tensión-corriente) y constante dieléctrica equivalente del finline unilateral y bilateral, válidas en un margen restringido de valores de los parámetros geométricos de la línea ( $1/16 \leq w/b \leq 1/4, 1/32 \leq d/a \leq 1/4, b/a = 0.5$ ) y de la constante dieléctrica del sustrato ( $\epsilon_r = 2.22, 3$ ).

Otras expresiones de análisis y síntesis pueden hallarse en [PRAMANICK, 1985; IJIMW, 1986], válidas en un margen más amplio de valores ( $1/32 \leq w/b \leq 1, 1/64 \leq d/a \leq 1/4, 0 \leq b/a \leq 1, 1 \leq \epsilon_r \leq 3.75$ ). En ellas la impedancia característica se calcula a partir de la definición potencia-tensión. También se ha propuesto una expresión alternativa para la impedancia característica que evita la controversia que puede suscitarse en su definición (potencia-tensión, tensión-corriente





ó potencia corriente) [PRAMANICK, MTT, 1986]. Una aproximación diferente al problema es la utilización del método de resonancia transversal [BHAT, 1987], propuesto inicialmente por S. B. Cohn para el análisis de la línea slot [COHN, 1969]. La ventaja del método es que analiza cualquier tipo de estructura finline simétrica (unilateral, bilateral, acoplado, doble dieléctrico, con todas sus posibles variantes) a partir de las 4 excitaciones (modos) que la estructura general de la figura (6.3) puede soportar (par-par, par-impar, impar-par, impar-impar). Todos estos métodos aproximados proporcionan las características de propagación de la estructura con precisiones típicas del orden del 3 %, lo cual es suficiente para la mayoría de aplicaciones prácticas.

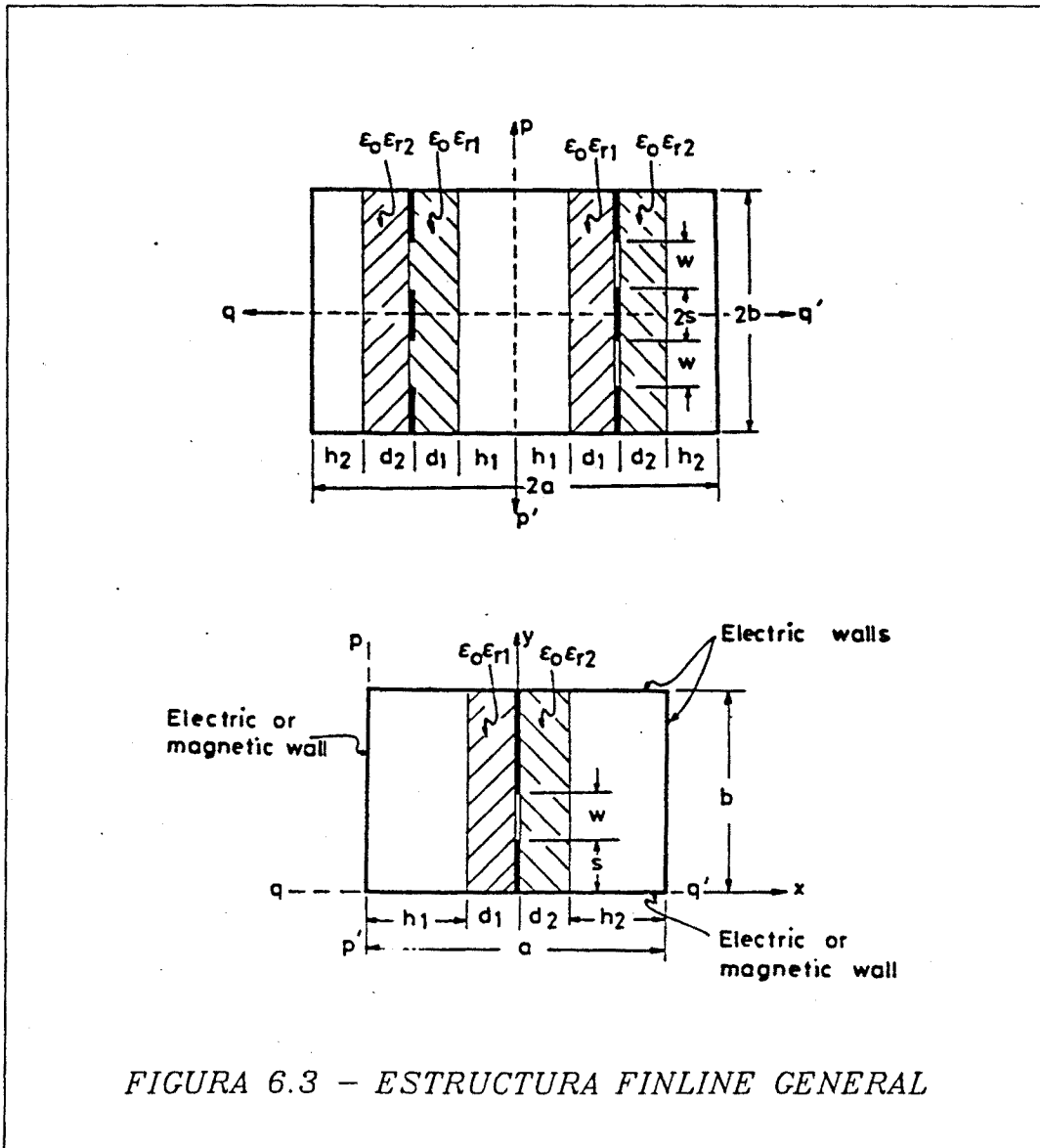


FIGURA 6.3 - ESTRUCTURA FINLINE GENERAL

Utilizando las expresiones proporcionadas por el método de resonancia transversal, se han calculado los márgenes disponibles de impedancia característica para los valores de  $w$  (ver figura (6.2)) habituales (entre 0.1 y 0.35 mm). En la figura (6.4) se listan los resultados más significativos para finline unilateral, utilizando sustrato plástico tipo CuClad 217 ( $h = 0.254 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.17$ ) en el margen de frecuencias 18-21 GHz. Puede verse que en el centro de la banda (19.5 GHz) oscilan, para slot centrado, entre  $118.5 \Omega$  para  $w = 0.1 \text{ mm}$  y  $168 \Omega$  para  $w = 0.35 \text{ mm}$ . Estos valores, relativamente altos, disminuyen apreciablemente si la ranura se aproxima a la cara ancha de la guía ( $99.7 \Omega$  y  $137.6 \Omega$ , respectivamente, para  $s = 0.5 \text{ mm}$ ).

$\begin{matrix} f \\ w \\ (mm) \end{matrix}$ (GHz)	$S = 0 \text{ mm}$				$S = 0.5 \text{ mm}$			
	18	19	20	21	18	19	20	21
0.10	119	119	118	118	100	100	100	100
0.15	132	131	131	131	110	110	109	109
0.20	143	142	142	141	118	118	117	117
0.25	153	152	151	151	125	125	125	124
0.30	161	160	160	159	132	132	131	131
0.35	170	168	167	167	139	138	137	137

*FIGURA 6.4 FINLINE UNILATERAL.  $s = 0$ ,  $s = 0.5 \text{ mm}$ .  
IMPEDANCIA CARACTERISTIVA ( $\Omega$ ).  
CuCLAD 217.  $h = 0.254 \text{ mm}$*

En la figura (6.5) se listan las impedancias características correspondientes al finline acoplado modo par (ó guía coplanar, CPW; ver figura (6.2)). Los valores corresponden a una sola de las ranuras. Debido a que las dos ranuras están en paralelo para ese modo, la impedancia característica de la estructura es la mitad. Teniendo en cuenta esta observación, puede apreciarse que en el centro de la banda (19.5 GHz) los valores oscilan, para  $2s = 0.5 \text{ mm}$ , entre  $147.8 \Omega$  ( $w = 0.1 \text{ mm}$ ) y  $211.6 \Omega$  ( $w = 0.35 \text{ mm}$ ). Estos elevados valores disminuyen si la anchura del conductor central aumenta. Así, para  $2s = 2.5 \text{ mm}$ , se obtienen  $103.3 \Omega$  ( $w = 0.1 \text{ mm}$ ) y  $134.4 \Omega$  ( $w = 0.35 \text{ mm}$ )

Las discontinuidades en finline también han sido estudiadas de una manera rigurosa en sus diferentes tipos (step, notch, strip; ver figura (6.6)) por diversos autores [HENNAWY, 1979; IEE, 1982; AEU, 1982; MTT, 1982; SORRENTINO, 1984], pero solamente se han desarrollado métodos aproximados para un margen muy limitado de frecuencias y parámetros geométricos de la estructura. Así, por ejemplo, en [BURTON, 1984] se presentan expresiones empíricas para los elementos del circuito equivalente de dos tipos de stubs en serie (figura (6.7)), válidas para:

$\frac{f}{w}$ (GHz) (mm)	$s = 0.5 \text{ mm}$				$S = 2.5 \text{ mm}$			
	18	19	20	21	18	19	20	21
0.10	148	148	148	148	103	103	104	104
0.15	165	165	166	166	112	112	113	113
0.20	179	180	180	180	119	119	120	120
0.25	191	192	192	192	125	125	126	126
0.30	202	202	202	203	130	130	130	131
0.35	211	211	212	212	134	134	135	135

FIGURA 6.5 FINLINE ACOPLADO MODO PAR (CPW).  
 $2s = 0.5 \text{ mm}$ ,  $2S = 2.5 \text{ mm}$ .  
 IMPEDANCIA CARACTERISTICA (1 slot) (Ohm).  
 CuCLAD 217.  $h = 0.254 \text{ mm}$

$$1.6 < \frac{l}{h} < 5.3$$

$$0.6 < \frac{s}{h} < 2.7$$

$$32 < \frac{\lambda}{h} < 49$$

Suponiendo que utilizamos el mismo sustrato plástico CuClad 217, los márgenes anteriores se transforman en:

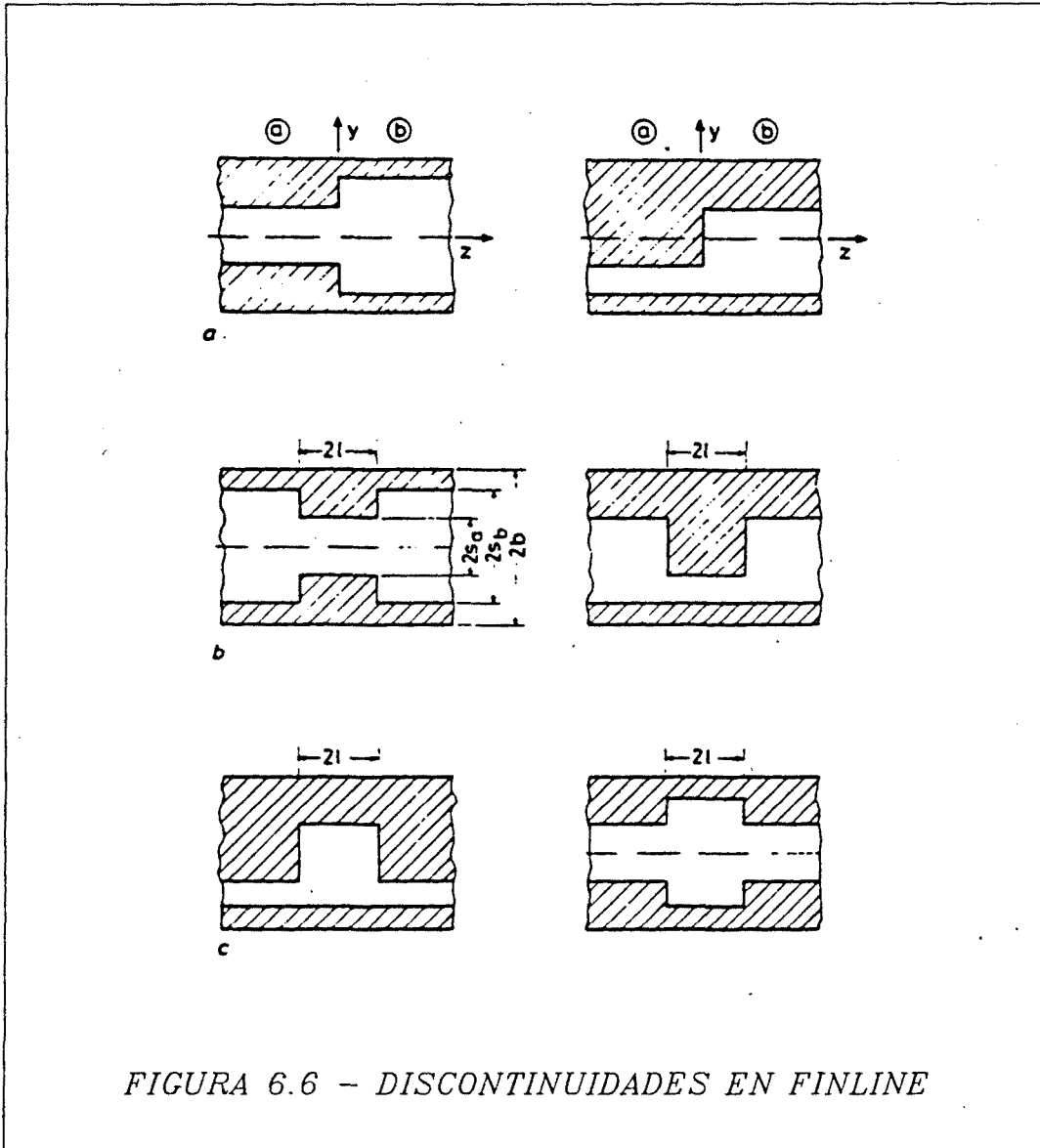


FIGURA 6.6 - DISCONTINUIDADES EN FINLINE

$$1.34\text{mm} < l < 0.41\text{mm}$$

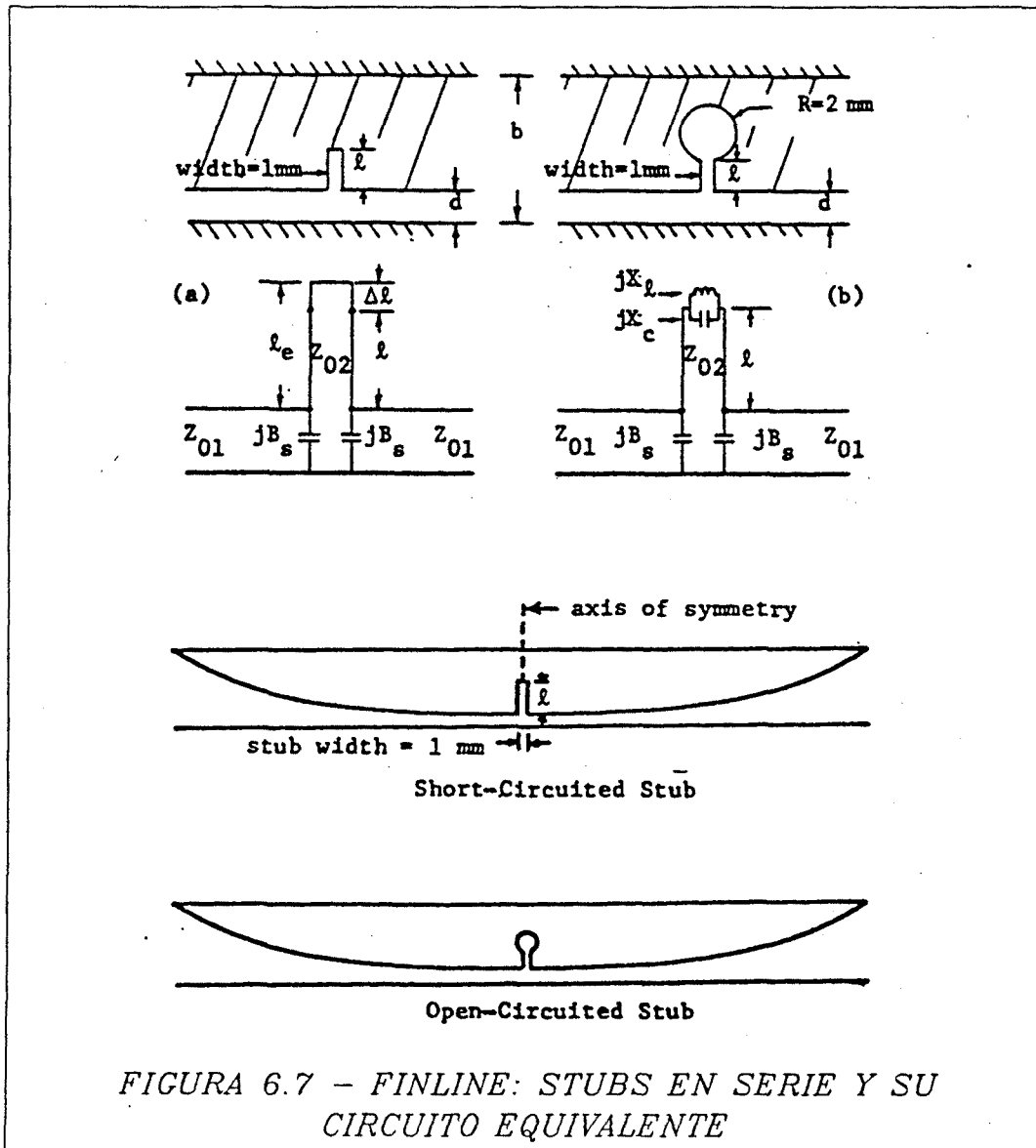
$$0.68\text{mm} < s < 0.15\text{mm}$$

$$36.9\text{GHz} < f < 24.1\text{GHz}$$

Por lo tanto, la banda de frecuencias a la que son válidas las expresiones está por encima de la banda de interés, aunque no excesivamente, y éstas podrían utilizarse quizás como punto de partida.

Hasta el momento hemos visto en este apartado algunas de las características de la línea finline y sus discontinuidades, que son relevantes en la elección de una estructura para amplificadores. Los principales inconvenientes son, como hemos visto, la elevada impedancia característica de la estructura, necesaria para obtener líneas realizables físicamente, y la ausencia de expresiones cerradas para los diferentes elementos circuitales que modelan las discontinuidades. La principal dificultad práctica es la conexión de los transistores con el resto del circuito, puesto que la línea finline admite sin problemas dispositivos en paralelo, pero no en serie. Existe, además, la necesidad de polarizar los transistores, lo cual no parece sencillo en una estructura como finline, que establece continuidad eléctrica entre entrada y salida. Puede llegarse a una disposición conveniente si se utilizan las mismas conexiones del chip al resto del circuito (es decir, los puentes de hilo de soldadura por termocompresión) como transiciones entre el transistor y la línea finline (ó la coplanar). De esta manera se evita el tener que pasar por transiciones adicionales a microstrip, y se facilita la realización de redes de polarización y de estabilización, tal como se discute a continuación.

En la figura (6.8) se pueden observar dos posibilidades para el circuito de entrada del amplificador. En ambas se distingue una red de adaptación (realizada mediante triple stub ó mediante transformador en  $\lambda/4$ ), una red de preadaptación (realizada mediante un tramo finline y un circuito abierto en finline), y una transición finline-transistor por puente de hilo de soldadura por termocompresión. Se incluye, además, un condensador de desacoplo. El circuito equivalente de la transición está basado en el de la referencia [KNORR, 1974]. En el próximo apartado se discute este punto con mayor detalle y se calculan los elementos que lo componen, así como el efecto del circuito abierto finline. El circuito de preadaptación tiene por objeto sintonizar la parte imaginaria de la admitancia de entrada del transistor [SOARES, 1988], para así facilitar la adaptación en el margen de frecuencias de interés.



Para la salida existen también diversas posibilidades (figura (6.9)). Puede pensarse en el paso a microstrip, para salida por conector ó por guía (mediante una transición microstrip-finline adicional, [BHAT, 1987]). En ambos casos la estructura presenta un problema práctico asociado con el tramo de línea finline totalmente descentrada de la entrada. En efecto, las tolerancias mecánicas de posicionamiento del circuito impreso deben ser muy pequeñas si la anchura  $w$  de la ranura es pequeña ( $w$  está comprendida en el margen 0.1 - 0.35 mm tal como vimos anteriormente).

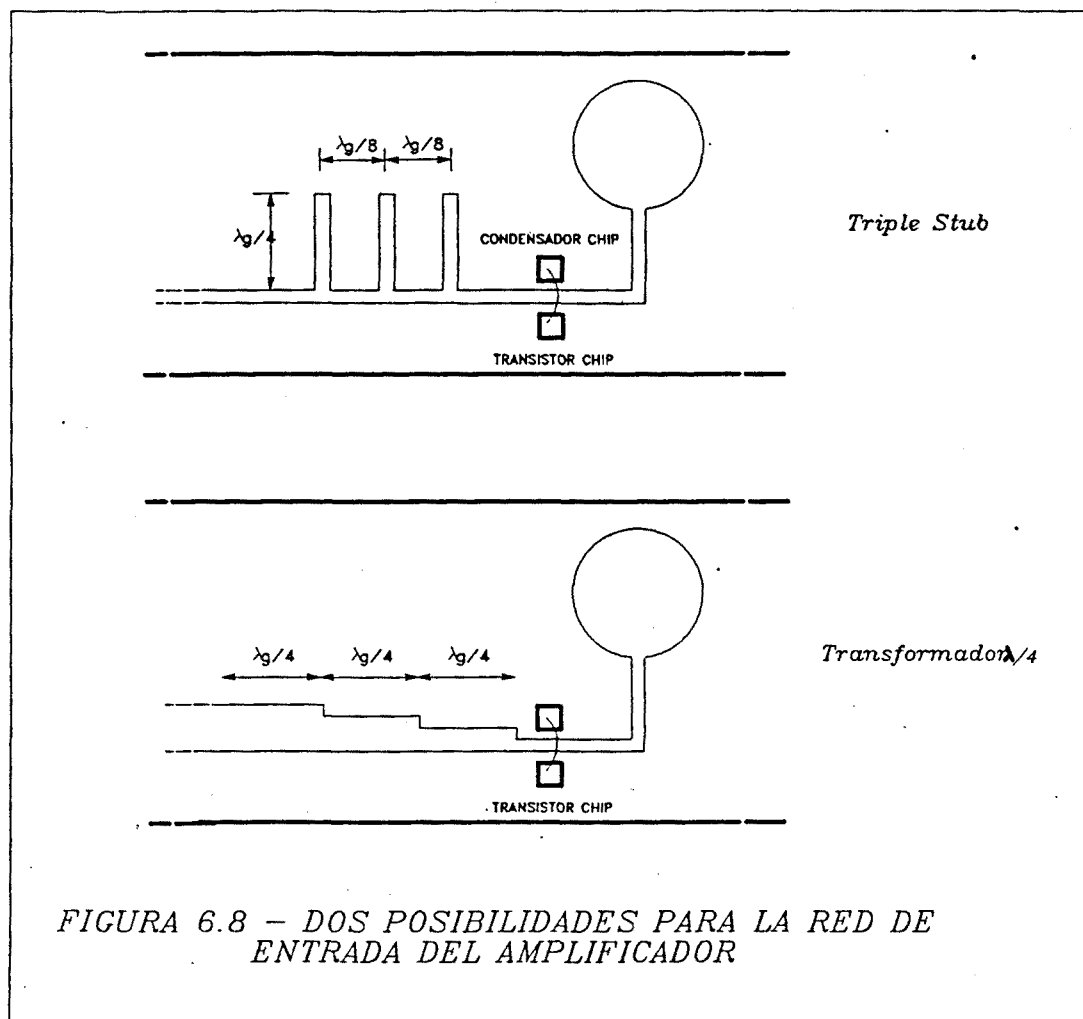


FIGURA 6.8 - DOS POSIBILIDADES PARA LA RED DE ENTRADA DEL AMPLIFICADOR

Con el fin de trabajar con finline centrado (ó con descentraje pequeño), se puede pensar en curvar la sección final de la línea finline, de manera que la transición por hilo de termocompresión y la red de preadaptación queden giradas  $180^\circ$  respecto a su posición anterior (figura (6.10)). De esta manera existen dos posibilidades para el circuito de salida. Si se prefiere la salida por conector, entonces es conveniente emplear una nueva transición por hilo de termocompresión entre el contacto de salida del transistor y la línea CPW (finline acoblado modo par) de salida. El empleo de CPW obedece en este caso a la necesidad de disponer de una estructura que propague un modo quasi-TEM apto para la transición a conector coaxial, y que ofrezca compatibilidad mecánica con éste. Para tener salida en guía, a través de transición finline-guía, puede pensarse en repetir, para la red de salida del amplificador, la misma estructura que a la entrada. De esta manera se consigue un amplificador totalmente integrado en finline formado por (figura (6.10)):



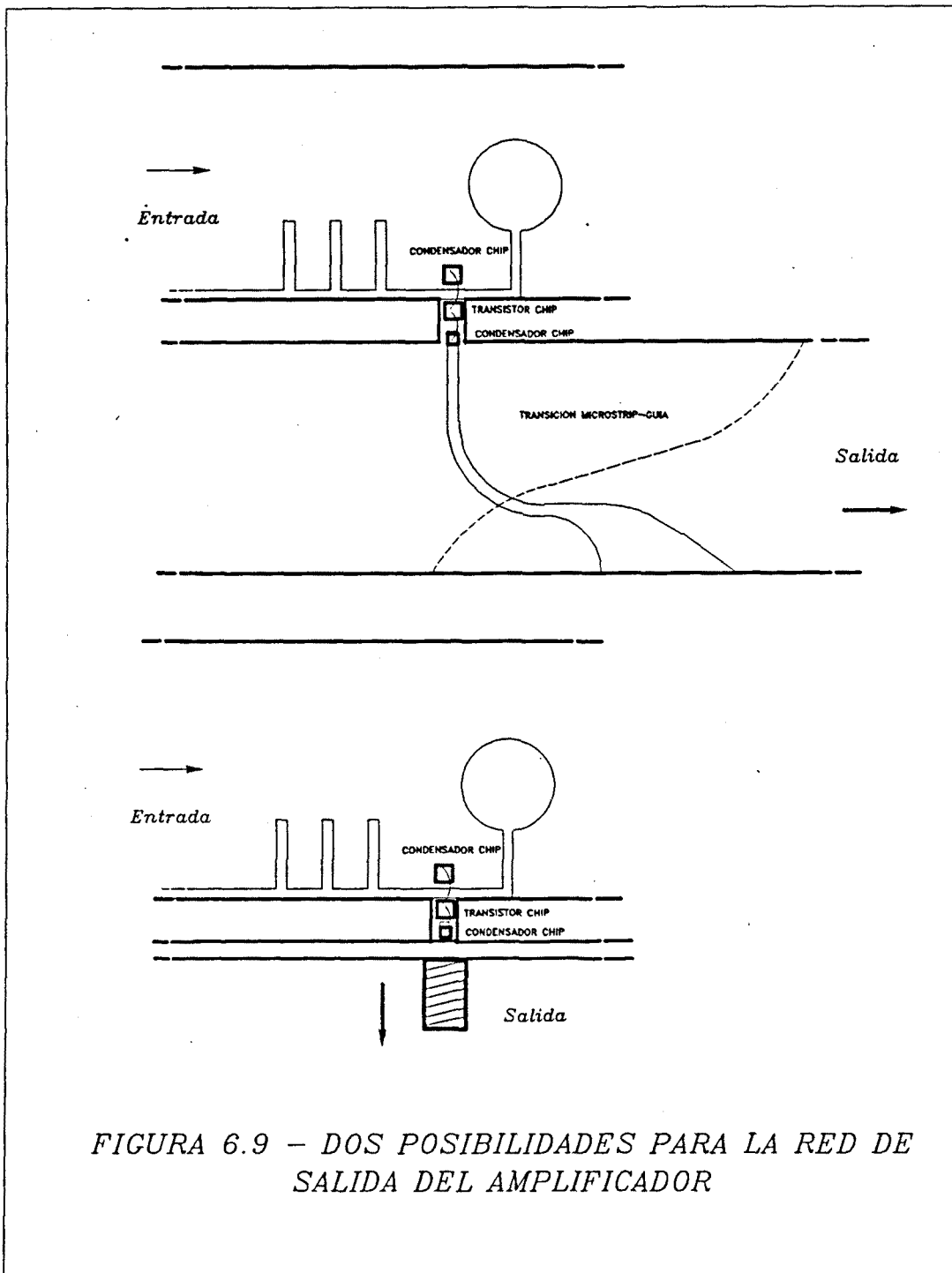
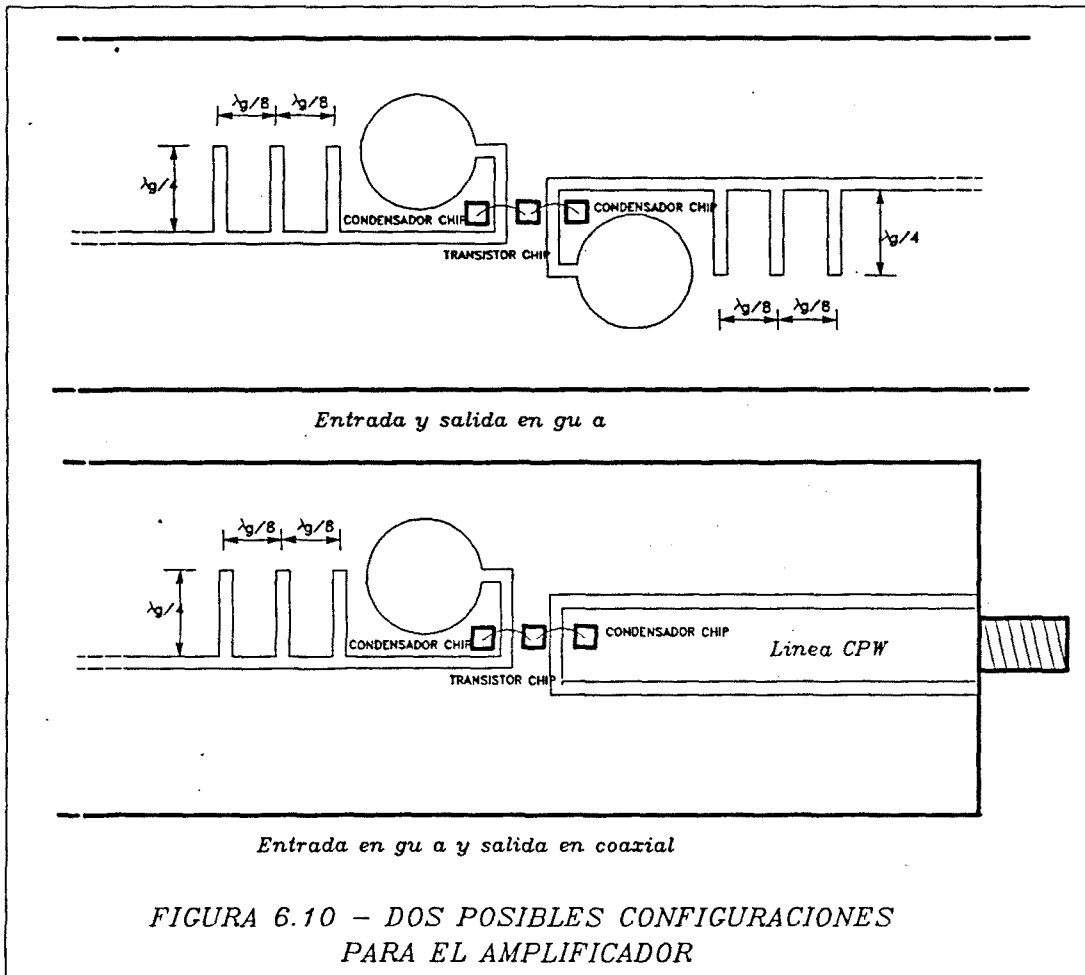


FIGURA 6.9 - DOS POSIBILIDADES PARA LA RED DE SALIDA DEL AMPLIFICADOR

- Una transición guía-finline de entrada.
- Una red de adaptación de entrada mediante stubs ó transformadores  $\lambda/4$ .
- Una transición finline-transistor chip (entrada) por puente de hilo de termocompresión.



- Una red de preadaptación de entrada realizada mediante tramo finline y abierto finline.
- Una red de preadaptación de salida realizada mediante tramo finline y abierto finline.
- Una transición finline-transistor chip (salida) por puente de hilo de termocompresión.
- Una red de adaptación de salida mediante stubs ó transformadores  $\lambda/4$ .
- Una transición guía-finline de salida.
- Redes de polarización y redes estabilizadoras a la entrada y a la salida realizadas mediante elementos concentrados (chips capacitivos y resistivos).

En la figura (6.11) se muestra el detalle de las conexiones de las redes de polarización y redes estabilizadoras, en una disposición similar a las descritas en el amplificador a 30 GHz de la referencia [ARTAL, 1988; Melecon, 1989; URSI, 1989; CORBELLA, 1989].

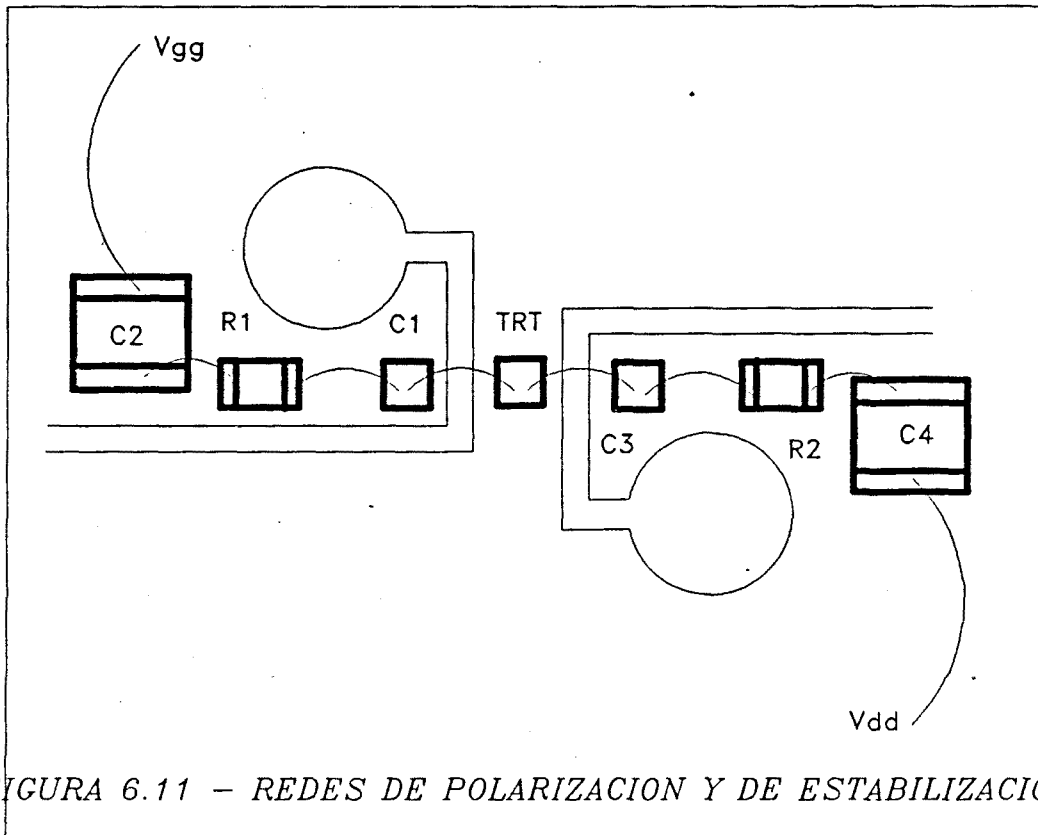


FIGURA 6.11 - REDES DE POLARIZACION Y DE ESTABILIZACION

En el siguiente apartado se analiza con detalle la transición por puente de hilo de termocompresión, incluyendo el efecto del abierto finline, y se presenta el diseño de una transición finline-CPW basada en esta técnica.

#### 6.4 DISEÑO DE UNA TRANSICION FINLINE-CPW POR PUENTE DE HILO DE TERMOCOMPRESION

En el apartado anterior se presentaban estructuras integradas en plano E para la realización de amplificadores en la banda milimétrica. Todas ellas se basaban en una clase de transición a finline por medio de un puente de hilo de termocompresión (figuras (6.8) a (6.11)). Un circuito equivalente general para la transición se encuentra en la figura (6.1). Está basado en los circuitos equivalentes contenidos en la referencia [KNORR, 1974] para transiciones a línea slot. Pueden distinguirse los siguientes elementos. En primer lugar, un generador a la entrada cuya impedancia interna es igual a la impedancia característica de la línea de transmisión de entrada (es decir, la línea finline). A continuación, un transformador ideal que modela la relación  $n$  entre las tensiones en la ranura y a lo largo del hilo y una inductancia que modela el efecto de éste. Por último, una carga que simula el efecto del elemento al que se conecta el hilo (transistor, chip resistivo ó capacitivo, línea de transmisión). En caso de que la línea de entrada finline no sea de longitud infinita (ó no esté terminada), se debería añadir el efecto de la misma como una reactancia en paralelo a la entrada. El punto clave en el análisis y diseño de la transición es el cálculo preciso de los valores de los distintos elementos. A continuación se examina con detalle el efecto del abierto finline y se presenta el diseño global de la transición.

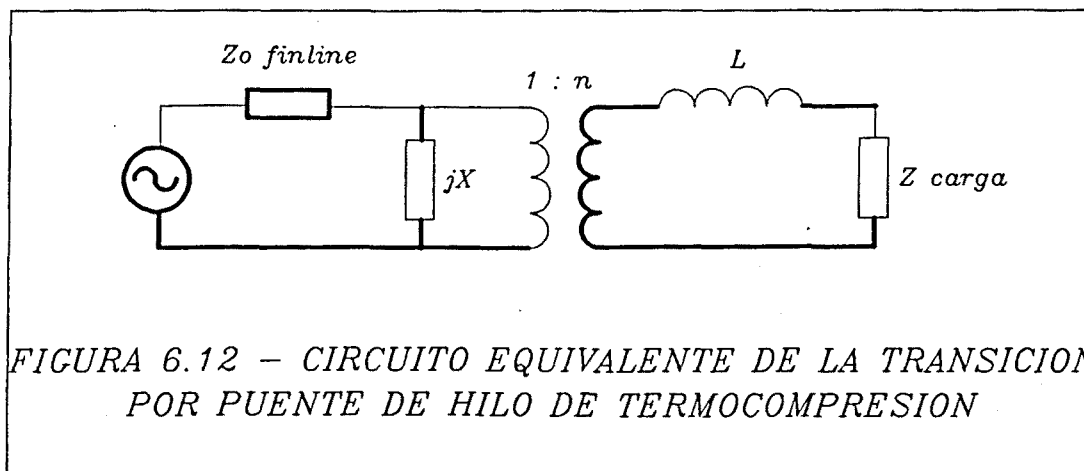
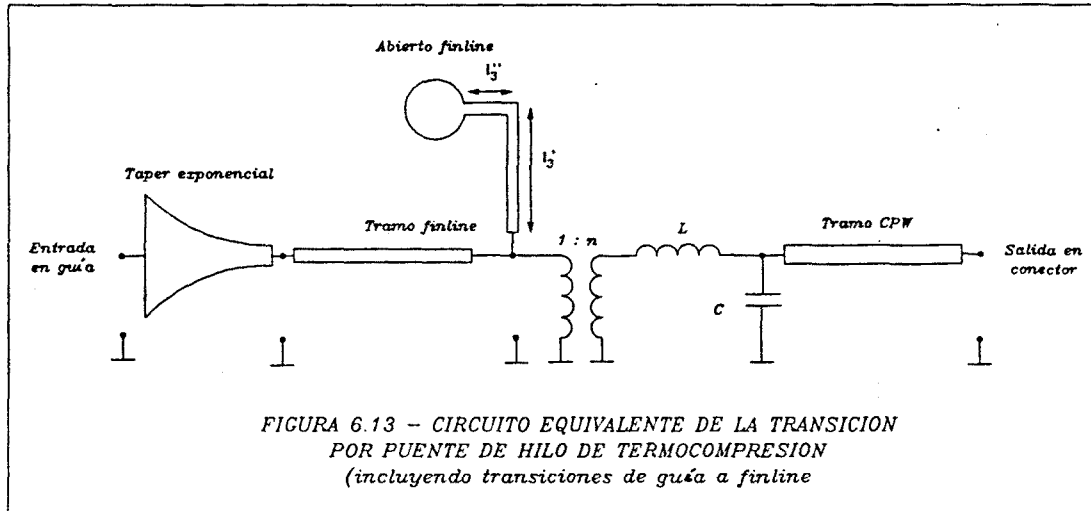


FIGURA 6.12 - CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA TRANSICION POR PUENTE DE HILO DE TERMOCOMPRESION

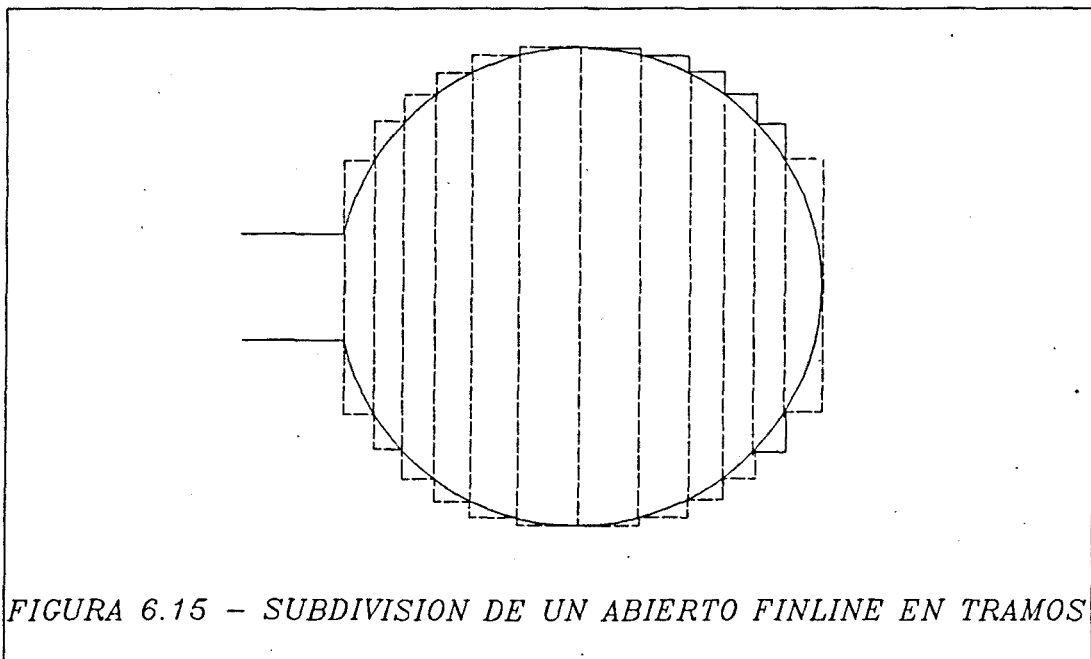
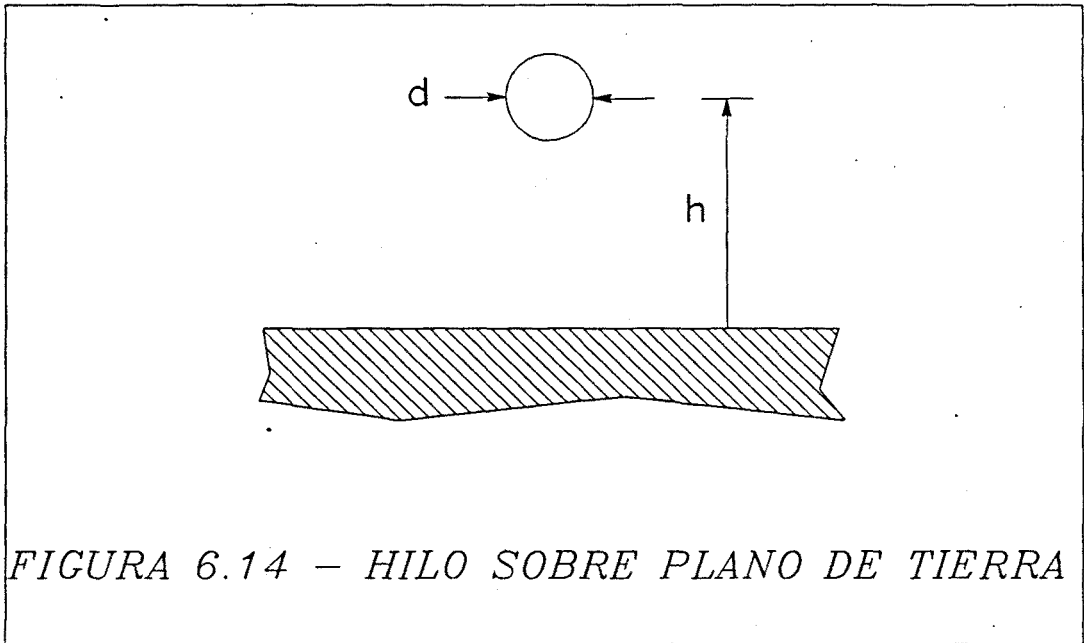
En la figura (6.13) pueden observarse el circuito equivalente y los parámetros de diseño de la transición. En primer lugar encontramos una transición de tipo exponencial

de guía a finline centrado. A continuación está un tramo finline con  $w = 0.3\text{ mm}$ , correspondiente a una impedancia característica  $Z_0 = 160\ \Omega$  (calculada a partir del método de resonancia transversal, [BHAT, 1987]).



La transición finline-CPW se efectúa mediante un puente de hilo de termocompresión de longitud 1.6 mm que cruza la ranura en un tramo en que ésta discurre en dirección transversal (es decir, curvada  $90^\circ$  con respecto al tramo finline). El hilo se conecta, por su otro extremo, a la guía coplanar, terminada en circuito abierto. Por su parte, la ranura está terminada en un abierto finline, según es habitual en las transiciones slotline-microstrip ó slotline-coaxial, [SHIEK, 1974, 1976; SCHÜPPERT, 1986, 1988]. El radio del abierto es 0.75 mm, calculado de forma aproximada para producir una reactancia inductiva en el plano AA' a la frecuencia central de la banda (19.5 GHz).

La salida está constituida por una transición de guía coplanar a conector 2.4 mm. La transición finline-CPW se modela, tal como se indicó anteriormente, mediante un transformador ideal, y una inductancia. La capacidad  $C$  modela el efecto terminal de la guía coplanar terminada en circuito abierto. Se ha estimado un valor muy pequeño, del orden de 0.01 pF. Las ranuras de la guía coplanar (CPW) tienen una anchura de 0.1 mm, y el conductor central de 1.66 mm, lo cual corresponde a una impedancia característica de  $50\ \Omega$  para el modo par (calculada a partir del método de resonancia transversal, [BHAT, 1987]).



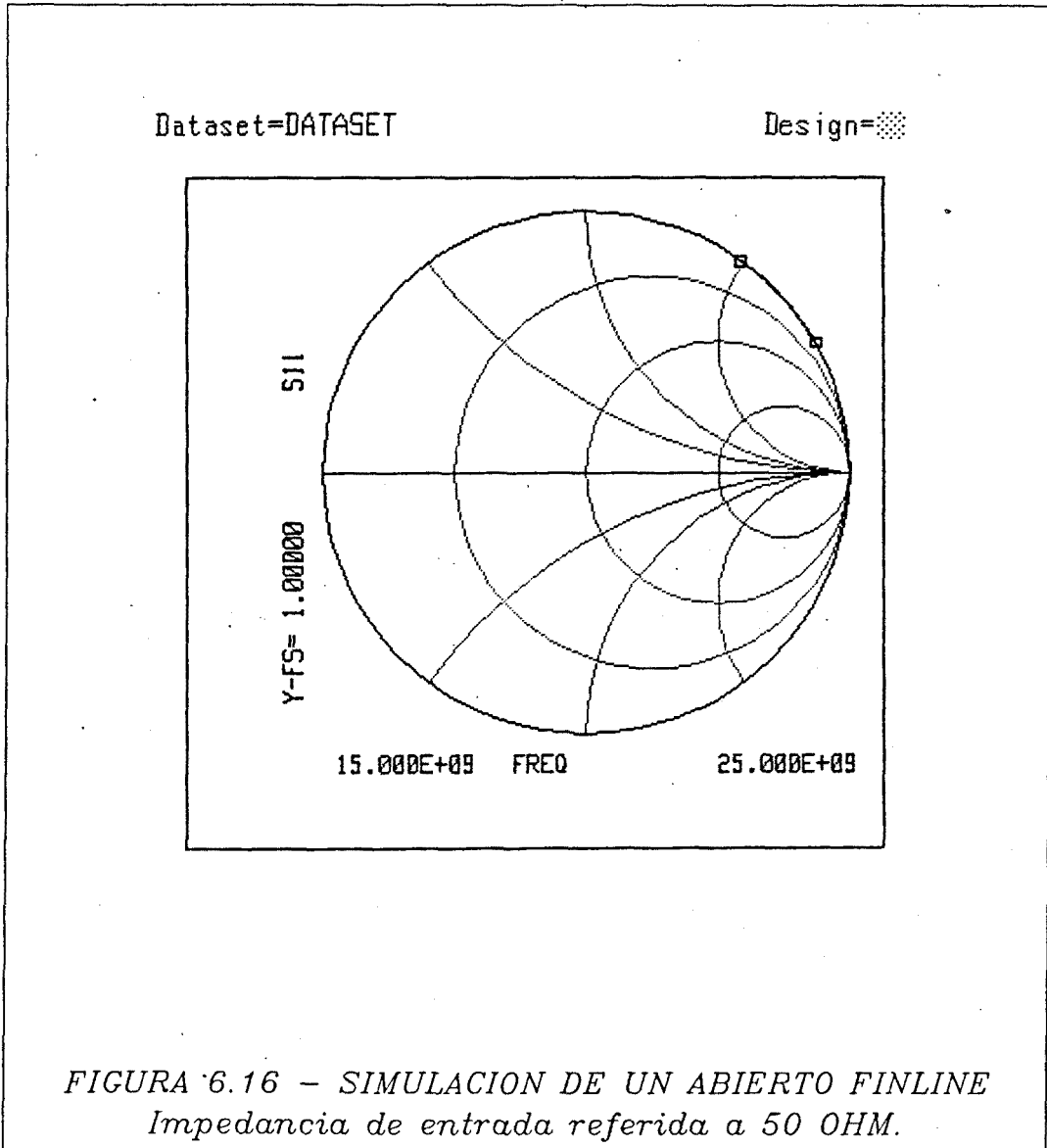
Para el cálculo aproximado de la inductancia del hilo de termocompresión, se ha utilizado la siguiente fórmula, referenciada en [GUPTA, 1981], para un hilo sobre un plano de tierra (ver figura (6.14)):

$$L(nH) = 0.2l \left[ \ln \frac{4h}{d} + \ln \left[ \frac{l + \sqrt{l^2 + \frac{d^2}{4}}}{l + \sqrt{l^2 + 4h^2}} \right] + \sqrt{1 + \frac{4h^2}{l^2}} - \sqrt{1 + \frac{d^2}{4l^2}} - 2\frac{h}{l} + \frac{d}{2l} \right]$$

$l, d, h : mm$

El estudio del abierto finline se ha efectuado considerando la estructura como formada por una cascada de tramos finline cortos, terminada en cortocircuito, cuyas anchuras oscilan entre la de la ranura finline y el diámetro de la circunferencia (ver figura (6.15)), según se sugiere en [SCHÜPPERT, 1986, 1988]. Las impedancias características y constantes de propagación de cada uno de ellos corresponden, en una primera aproximación, a las de finline descentrado de anchuras y situaciones (respecto a la cara ancha de la guía) idénticos a los estudiados. En la figura (6.16) se representa el coeficiente de reflexión a la entrada de la estructura calculado según este criterio (referido a  $50 \Omega$ ). No se han considerado pérdidas. Puede observarse que la impedancia de entrada es ligeramente inductiva, tal como se pretendía.

El análisis y la optimización del circuito equivalente de la transición global (figura (6.13)) se han realizado con el simulador lineal MDS de Hewlett-Packard. Se han calculado los parámetros S referidos, a la entrada, a la impedancia característica de la guía WR 42 (aproximadamente  $440 \Omega$  si utilizamos la definición potencia-tensión para la impedancia), y a la impedancia característica del conector coaxial 2.4 mm ( $50 \Omega$ ) a la salida. Se ha partido de unos valores iniciales de 0.5 nH para la inductancia del hilo y 0.6 para la relación de transformación  $n$ . La impedancia característica y constante de propagación del tramo finline transversal (girado  $90^\circ$  respecto a la dirección longitudinal), se han calculado también mediante el método aproximado de resonancia transversal considerando la dimensión  $b$  (cara estrecha de la guía) muy grande.



Bajo esta hipótesis, la impedancia característica resulta ser  $134 \Omega$ . En un primer análisis se han despreciado los efectos de la capacidad de la CPW en abierto y de la transición exponencial guía-finline, se ha substituido el tramo finline (terminado en el abierto finline) por un dispositivo de una puerta con módulo del coeficiente de reflexión unidad y fase variable, y se han considerado líneas de transmisión ideales, sin pérdidas. Optimizando  $L, n, C_a$  ( $C_a$  es la capacidad equivalente presentada por el tramo finline terminado en el abierto finline), se obtienen los resultados de la figura (6.17). Los valores resultantes de la optimización son:



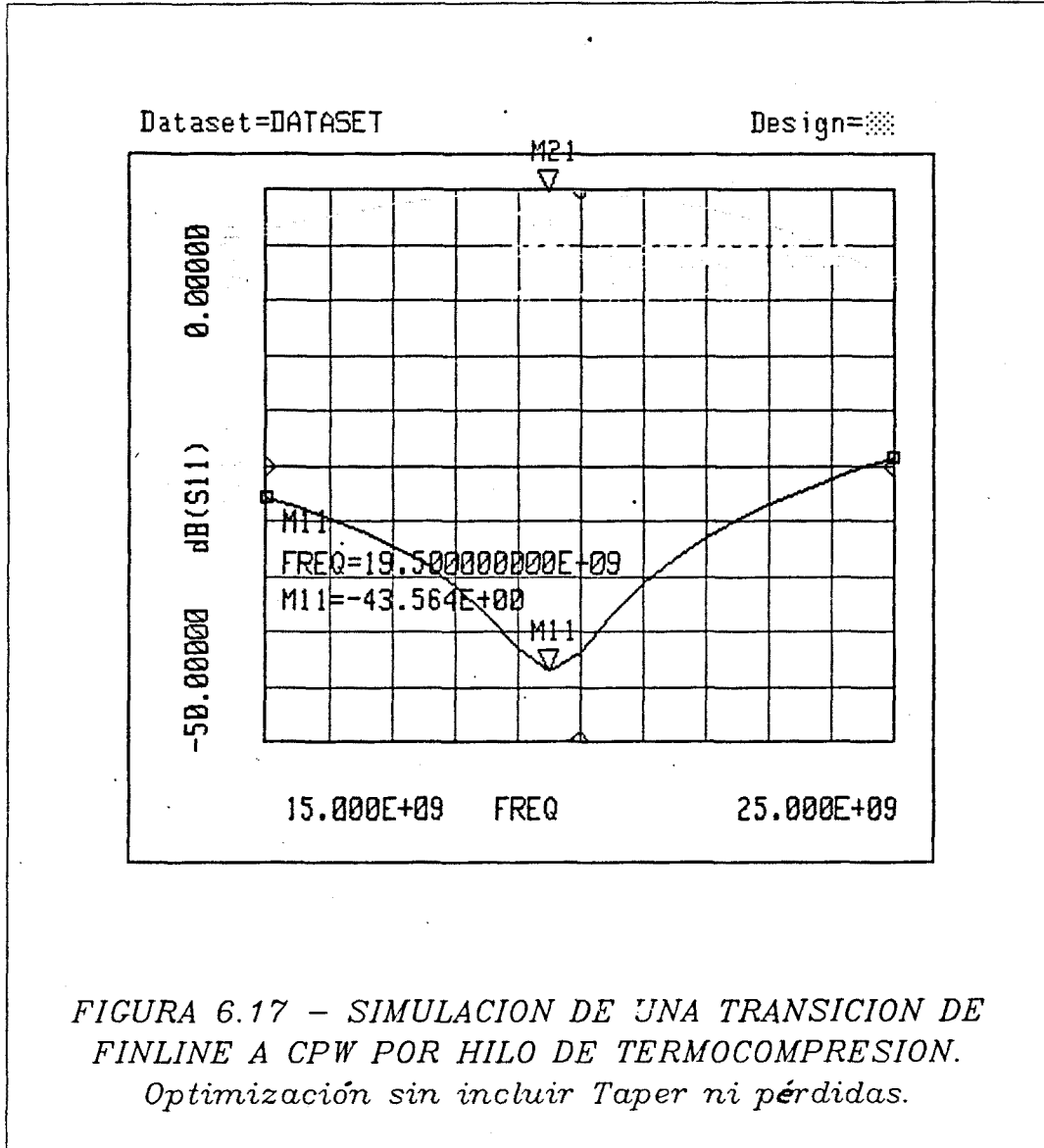
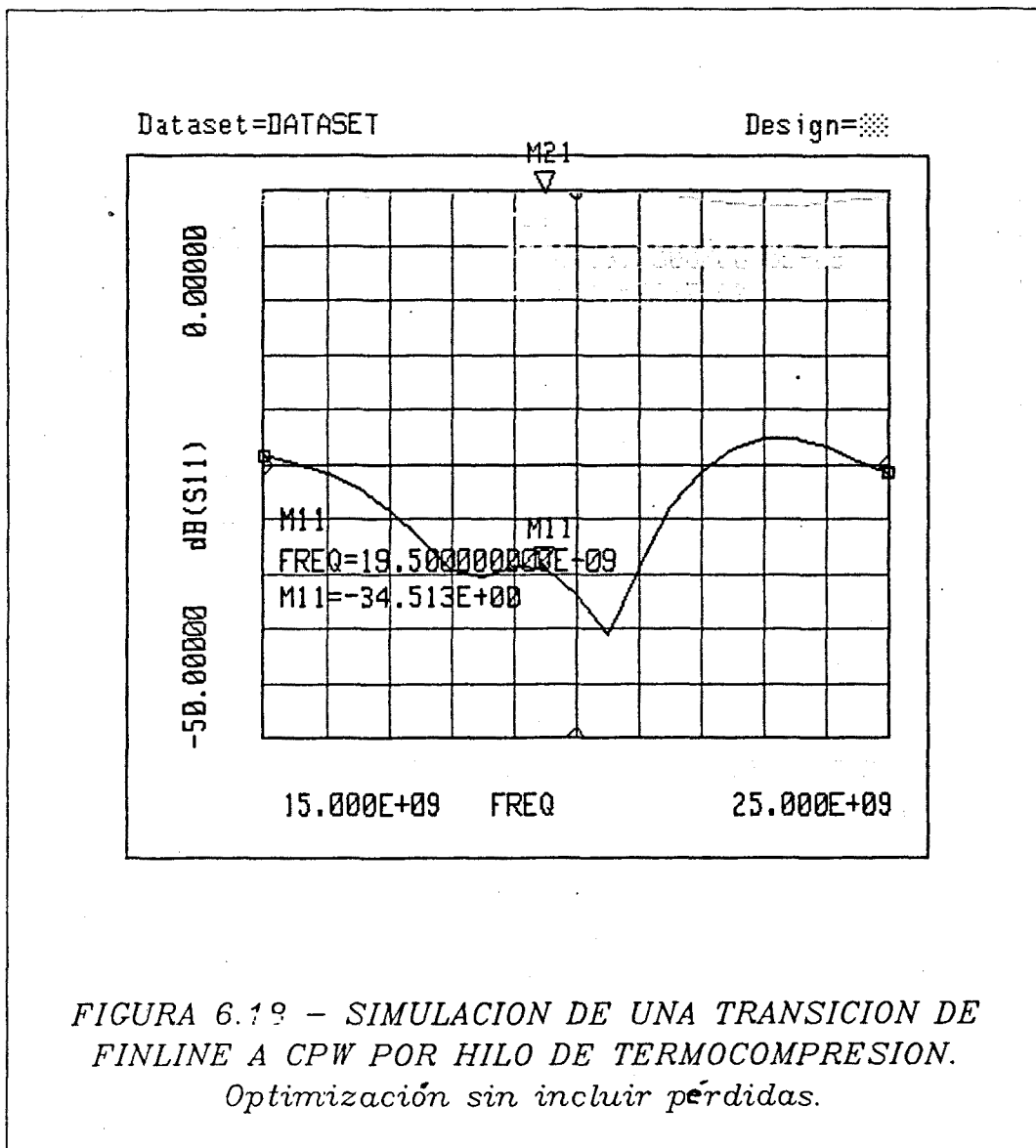


FIGURA 6.17 - SIMULACION DE UNA TRANSICION DE FINLINE A CPW POR HILO DE TERMOCOMPRESION. Optimización sin incluir Taper ni pérdidas.



$$L = 0.185nH$$

$$n = 0.68$$

$$C_a = 0.029pF$$

Partiendo de estos valores preliminares, se añade el efecto de la transición exponencial guía-finline y se optimiza de nuevo, obteniéndose los resultados de la figura (6.18). Los nuevos valores para los elementos variables en la optimización son:

$$L = 0.13nH$$

$$n = 0.56$$

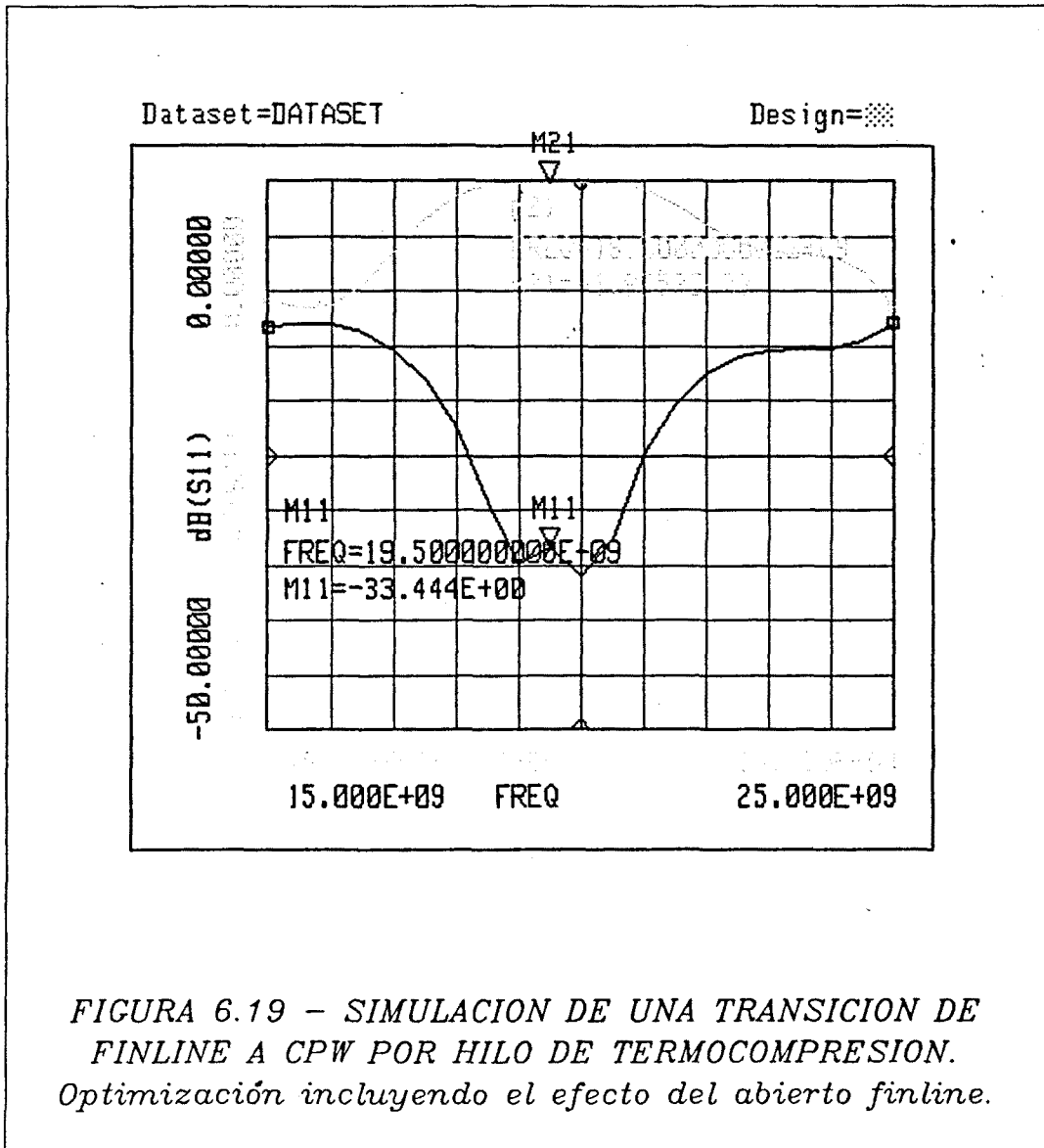
$$\Phi_a = -7.1^\circ$$

donde  $\Phi_a$  es la fase del coeficiente de reflexión (referido a  $50 \Omega$ ) a la entrada del tramo finline terminado en el abierto finline. El efecto de la transición exponencial guía-finline es, como cabía esperar y puede observarse en la figura, aumentar ligeramente el ancho de banda. El siguiente paso en el diseño es substituir el dispositivo de una puerta que simula el tramo finline terminado en el abierto finline por una cascada de líneas de transmisión ideales cuyas impedancias y constantes de propagación han sido calculadas tal como se comentó anteriormente, mediante el método de resonancia transversal para finline, y optimizar las longitudes de los tramos  $l'_3, l''_3$  para obtener la fase del coeficiente de reflexión calculada anteriormente ( $-7.1^\circ$ ). Las longitudes resultantes son:

$$l'_3 = 1.21 \text{ mm}$$

$$l''_3 = 1.14 \text{ mm}$$

Manteniendo ahora  $l'_3$  constante y permitiendo variación en  $L, n, l''_3$  (acotando sin embargo, por motivos de realizabilidad, el límite inferior de  $L$  a  $0.13 nH$ ) y en la longitud de la transición exponencial guía-finline (con longitud inicial de  $L_e = 28.5 \text{ mm}$ ), se efectúa una nueva optimización, cuyos resultados pueden observarse en la figura (6.19). Los nuevos valores obtenidos son:



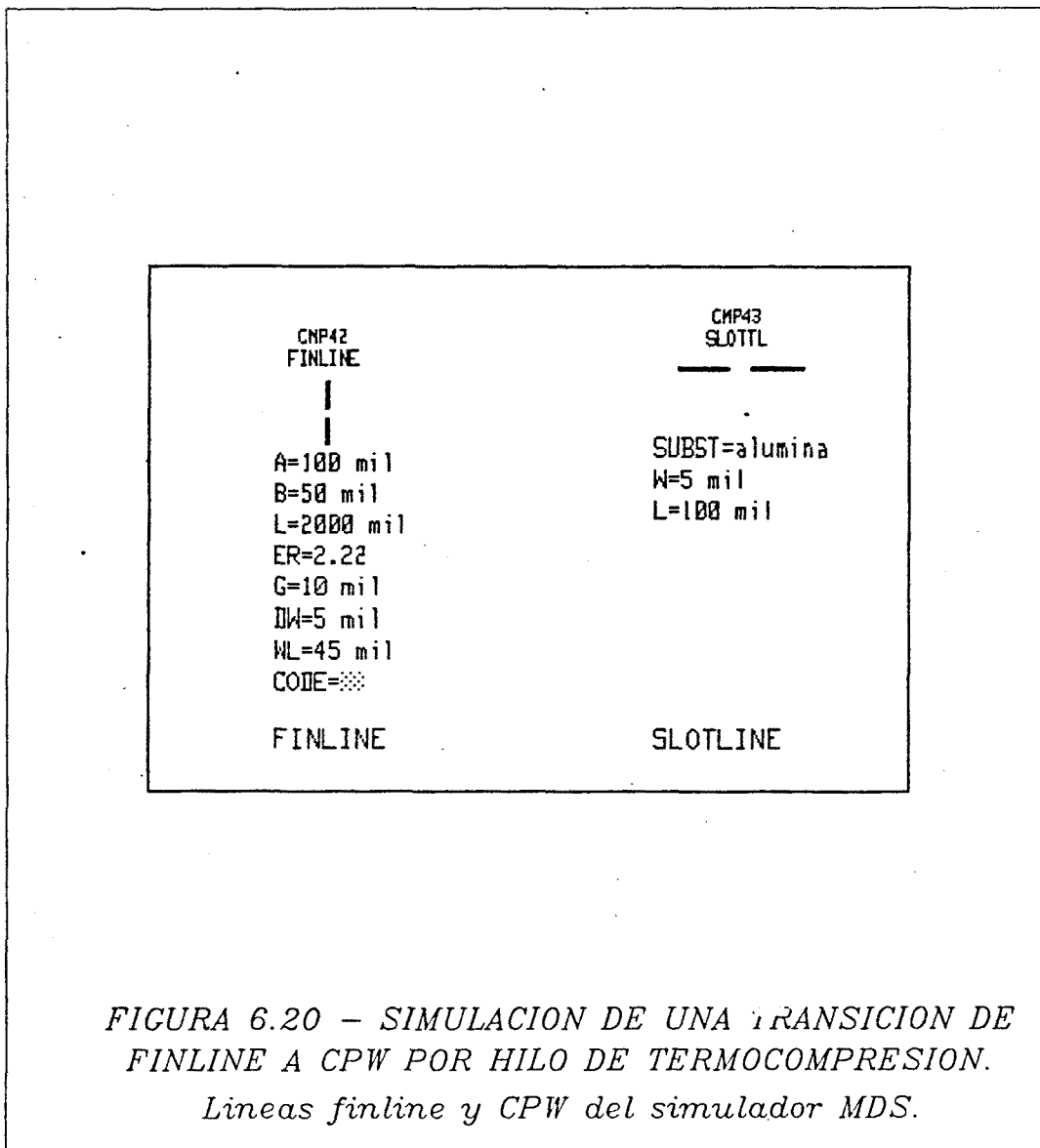
$$L = 0.13nH$$

$$n = 0.56$$

$$l_3 = 1.10mm$$

$$L_e = 26.9mm$$

que son prácticamente iguales a los valores de partida. La inclusión del tramo finline acabado en el abierto tiene como efecto más notable el sintonizar las características en reflexión y transmisión de la transición.



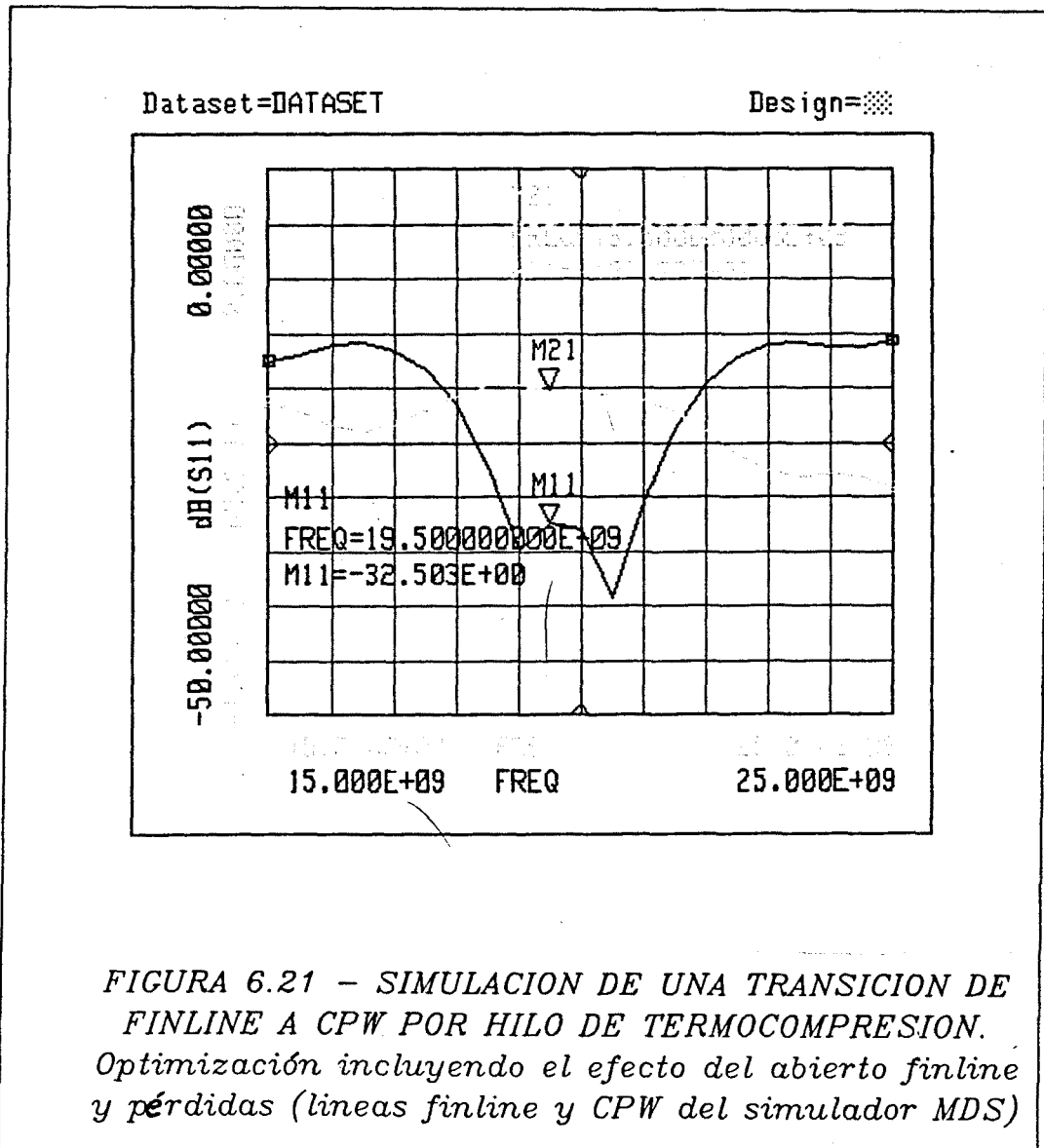
A continuación se ha investigado el efecto de las pérdidas en el comportamiento de la transición. Para ello se han utilizado los modelos para finline y CPW de que dispone el simulador lineal MDS (ver figura (6.20)). Partiendo de los valores iniciales obtenidos en la última optimización para el caso sin pérdidas, se ha realizado una nueva optimización permitiendo variación en los parámetros  $L, n, l_3, L_*$ . Los resultados se recogen en la figura (6.21). Los nuevos valores obtenidos para los parámetros de diseño son:

$$L = 0.13nH$$

$$n = 0.59$$

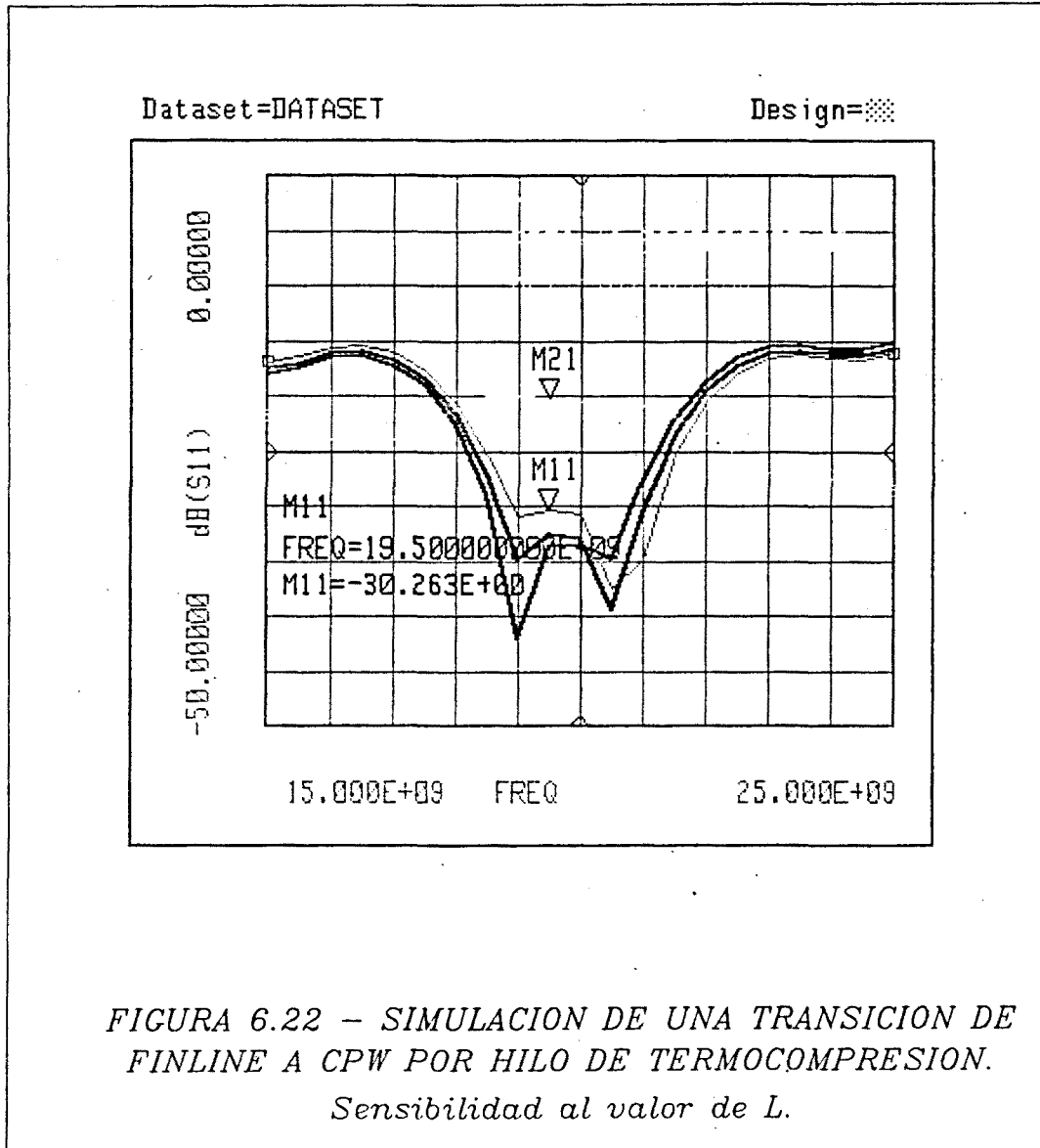
$$l_3 = 1.10mm$$

$$L_s = 23.6mm$$



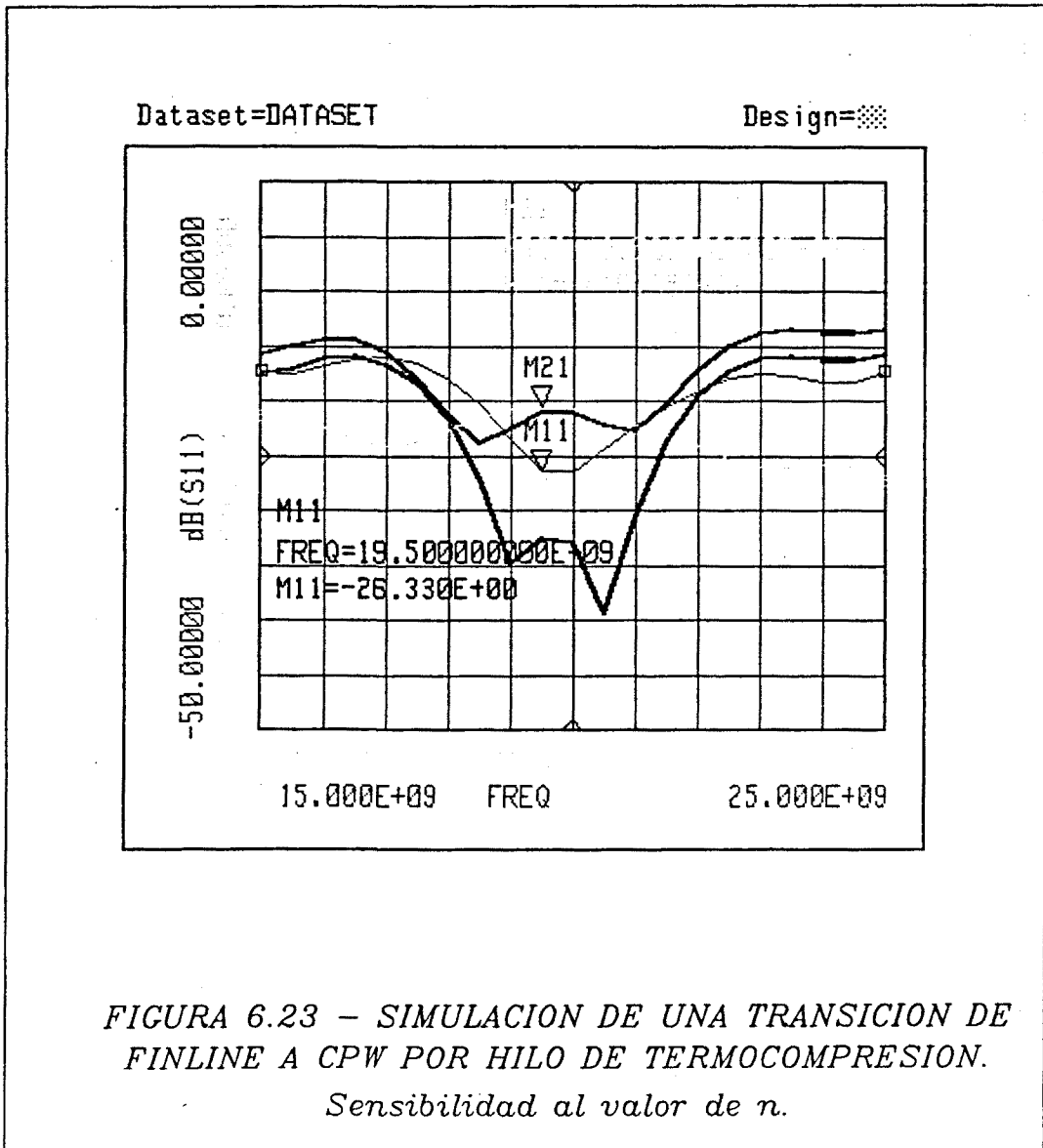
que nuevamente son prácticamente iguales a los valores de partida. Puede observarse además una sensible igualdad en la forma de las características, respecto al caso sin

pérdidas (figura (6.19)). Asimismo, las pérdidas de retorno aumentan muy ligeramente (-23 dB en los extremos de la banda), y las de inserción empeoran hasta -0.45 dB. Estos valores pueden considerarse un excelente punto de partida para el diseño práctico.



En esta fase de simulación se ha realizado, por último, un estudio de sensibilidad de las características de la transición (pérdidas de inserción y de retorno) respecto de los diversos parámetros de diseño. En la figura (6.22) se muestra la variación de la característica de pérdidas de retorno cuando la inductancia del hilo oscila entre 0.12 y

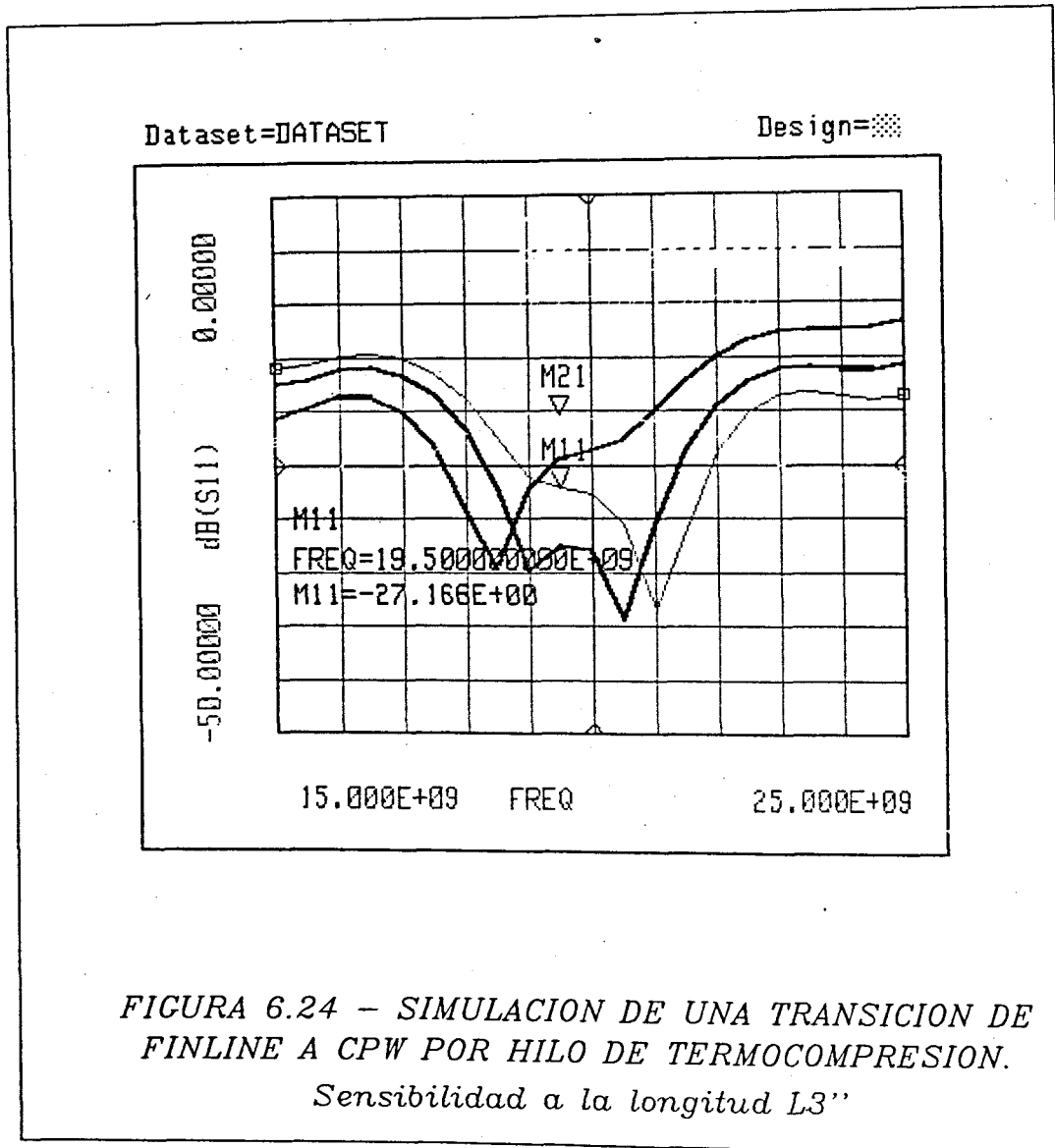
0.14 nH. Vemos que la estructura es extremadamente sensible a este parámetro, aunque también se ha comprobado que este efecto puede compensarse fácilmente variando ligeramente la longitud  $l_3$ .



También es muy sensible a las variaciones de la relación de transformación,  $n$  (ver figura (6.23);  $n$  oscila entre 0.55 y 0.63). La compensación es, en este caso, más difícil, y sólo se consigue (por aumento de  $L$ ,  $l_3$ ) cuando  $n$  se sitúa en la franja alta de valores ( $> 0.62$ ). La sensibilidad respecto a  $l_3$  es también muy elevada (ver en



figura (6.24) el comportamiento para variaciones del orden de 0.3 mm). La principal compensación es, en este caso, la inductancia del hilo. El diseño, en cambio, es muy poco sensible con las variaciones de longitud de la transición exponencial guía-finline.



## 6.5 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Con el fin de verificar experimentalmente el funcionamiento de la transición finline-CPW por medio de hilo de termocompresión se diseñó un prototipo para el margen de frecuencias 18-21 GHz, de acuerdo con el esquema explicado en el apartado

anterior. Tal como puede apreciarse en la figura (6.25), la estructura está dividida en dos mitades, tal como es habitual en montajes finline, que soportan y aprisionan el circuito por medio de la acción de varios tornillos de presión.

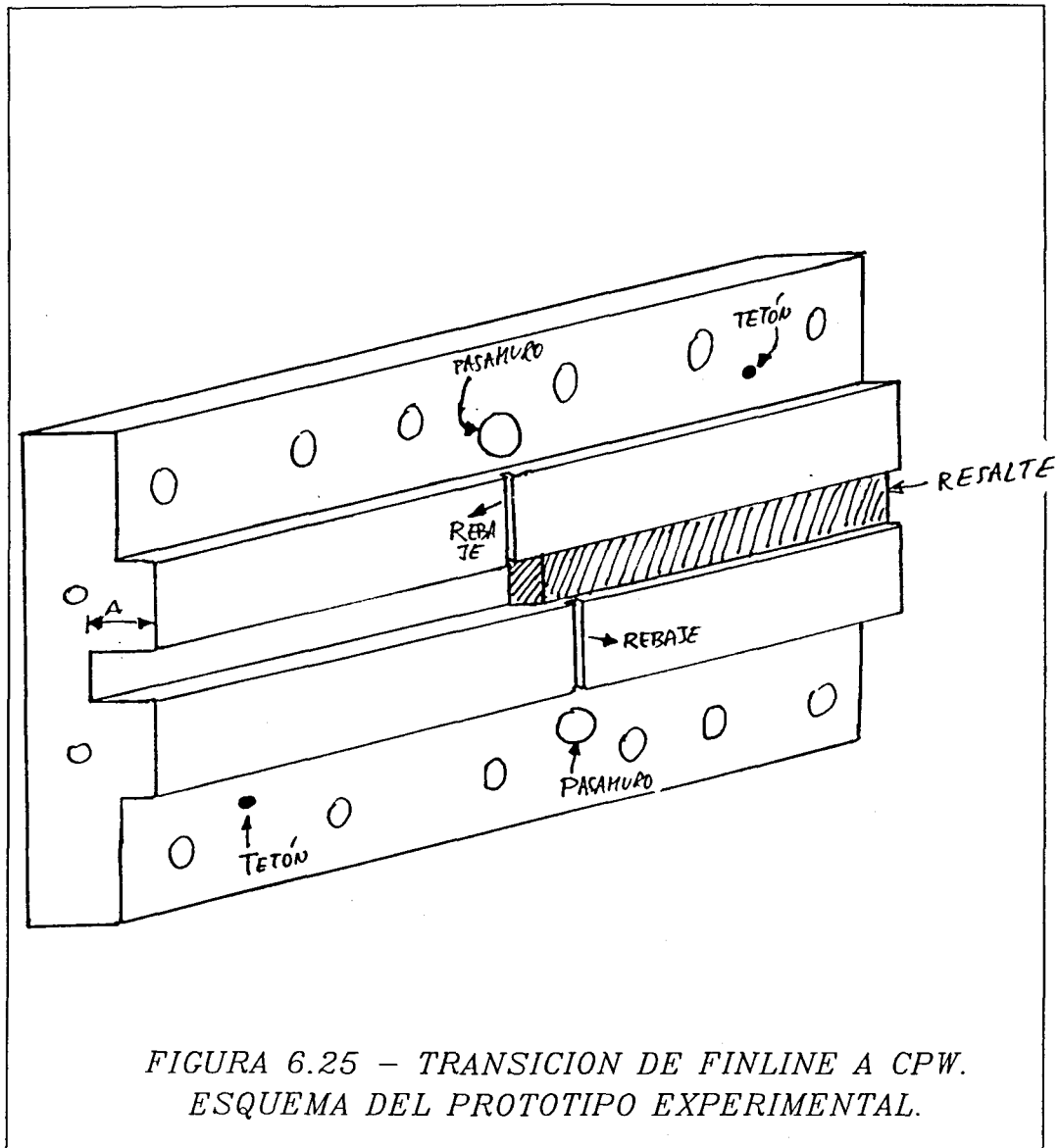
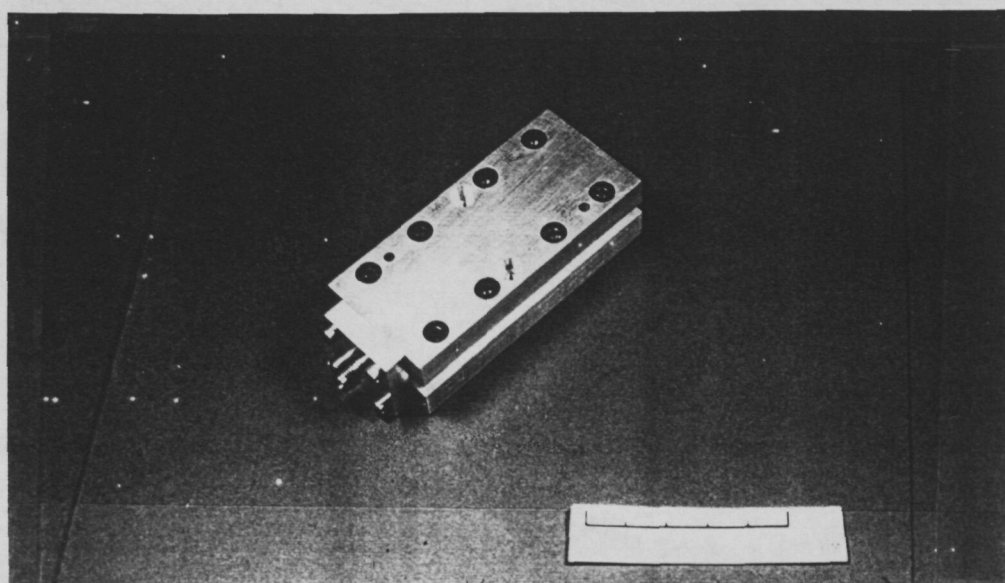
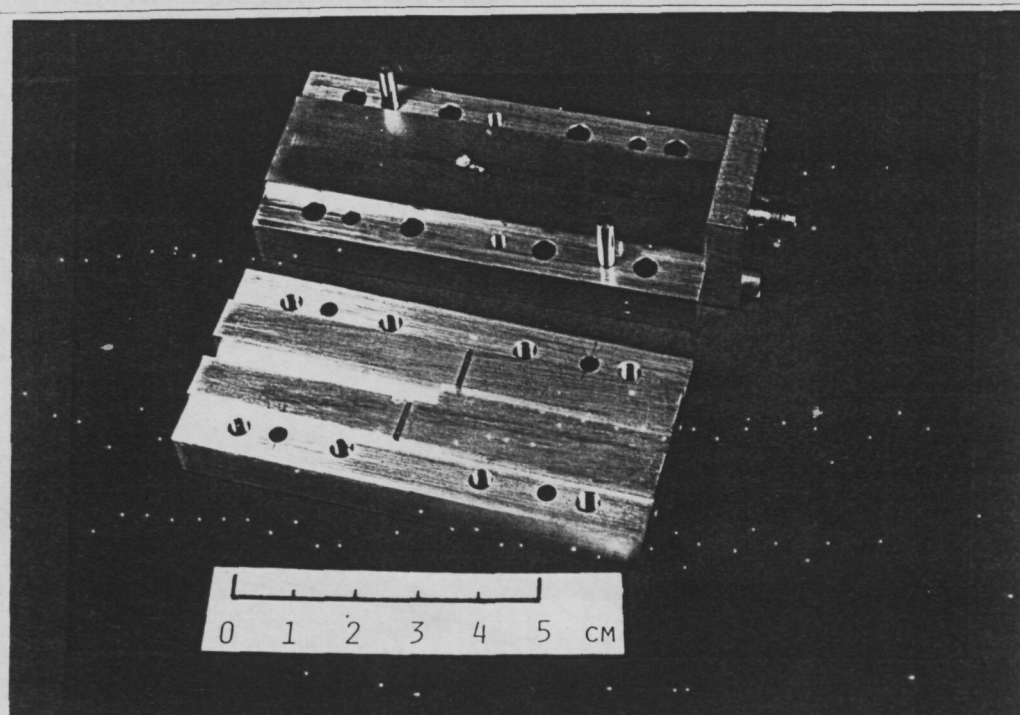


FIGURA 6.25 - TRANSICION DE FINLINE A CPW.  
ESQUEMA DEL PROTOTIPO EXPERIMENTAL.

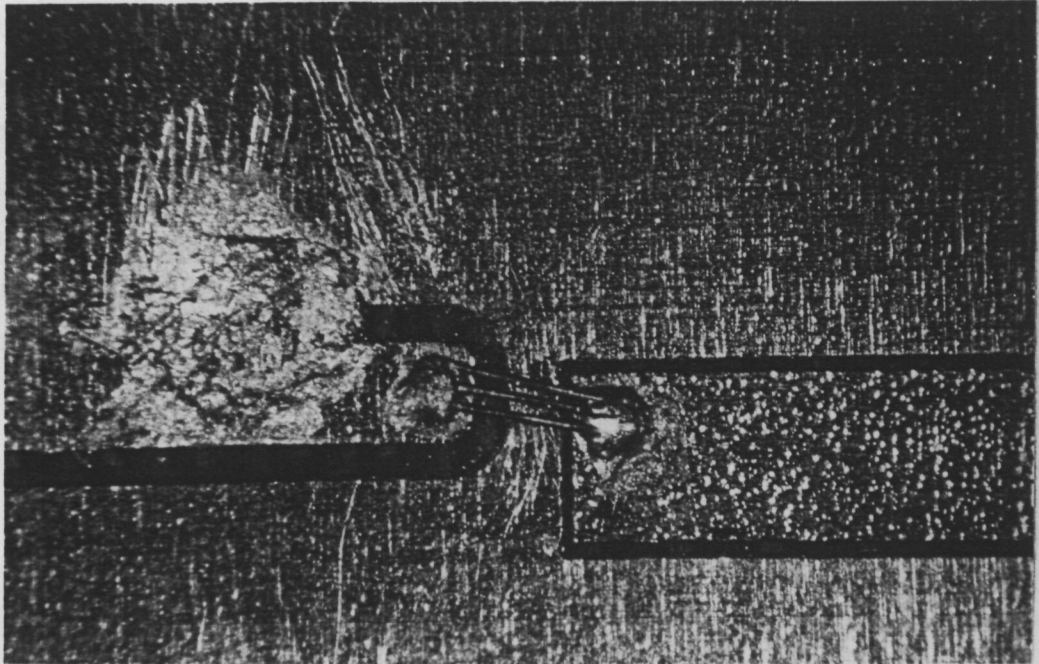
De las dos posibilidades existentes [BHAT, 1987; cap. 2] en cuanto a la manera de efectuar los contactos eléctricos del circuito con la caja, se eligió la consistente en permitir que la metalización del circuito impreso sobresalga una distancia  $\lambda/4$  a partir de la cara ancha de la guía, siendo  $\lambda$  la longitud de onda en el sustrato. Otra solución consiste en encajar el circuito en unos rebajes practicados en la caja, de manera que sobresalga una distancia lo más pequeña posible desde la guía.



*FIGURA 6.26 - TRANSICION DE FINLINE A CPW.  
PROTOTIPO EXPERIMENTAL ENSAMBLADO Y  
DETALLE DEL MONTAJE DEL CIRCUITO*

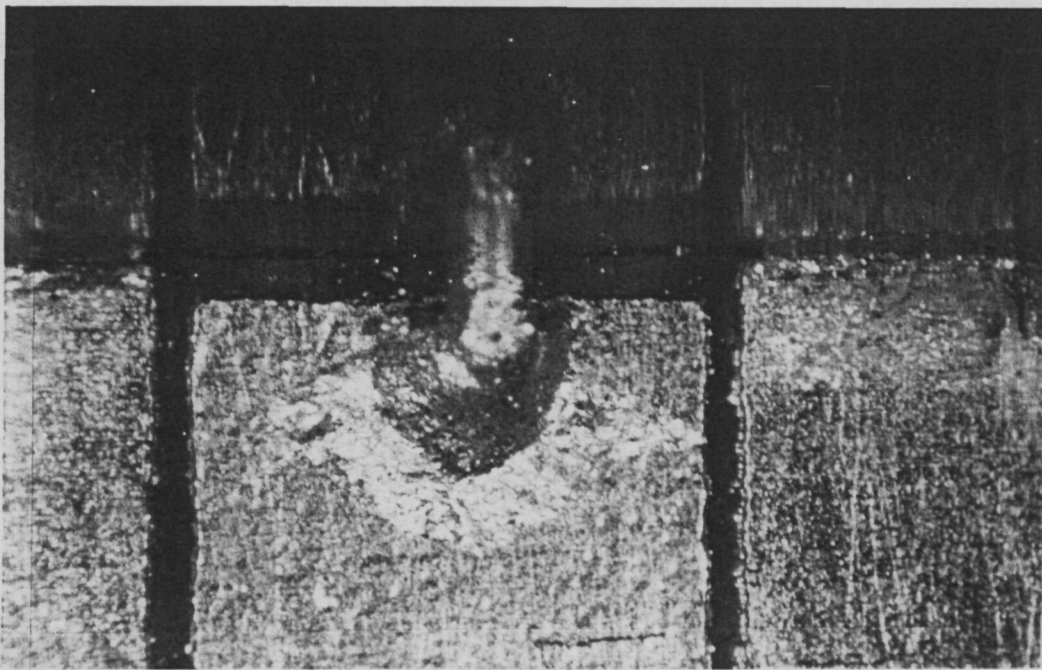
La desventaja de este último método es la criticidad de los contactos entre el circuito y los rebajes. En efecto, si, debido a desajustes dimensionales, la presión sobre el circuito no es la conveniente, el comportamiento eléctrico de la estructura se degrada

fuertemente, debido a la aparición de modos de orden superior. La primera de las posibilidades evita este inconveniente. Sin embargo, debe notarse que el ancho de banda puede reducirse notablemente, debido a que el buen funcionamiento de la estructura se basa en la creación de un cortocircuito virtual en la línea de contacto de las dos mitades (a lo largo de las caras anchas de la guía) con el circuito impreso. Ello, naturalmente, sólo ocurre a la frecuencia para la que la distancia que sobresale el circuito impreso es  $\lambda/4$ .



*FIGURA 6.27 - TRANSICION DE FINLINE A CPW.  
DETALLE DEL MONTAJE DE LOS HILOS*

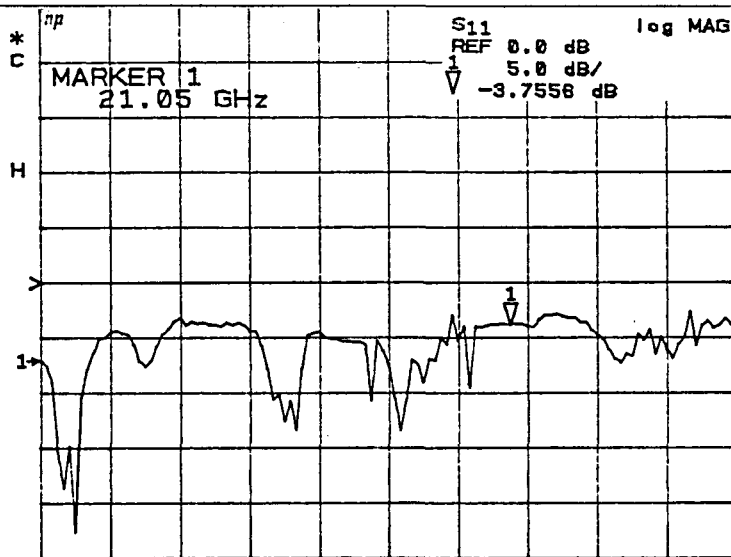
Para la realización práctica se eligió un sustrato plástico tipo Cuclad de constante dieléctrica 2.17 y espesor 0.254 mm. Teniendo en cuenta que se trata de un sustrato blando, se optó por prolongar la distancia a la que el circuito sobresale de las caras anchas de la guía hasta  $3\lambda/4$ , con el fin de reducir en lo posible la presión mecánica sobre éste, y evitar así la posible desoldadura de los hilos de termocompresión que efectúan la transición, debido a tensiones o pequeñas deformaciones del sustrato. La longitud elegida garantiza (al menos teóricamente) el cortocircuito virtual en la línea de contacto de las dos mitades, pero es de esperar que empeore (disminuya) el ancho de banda.



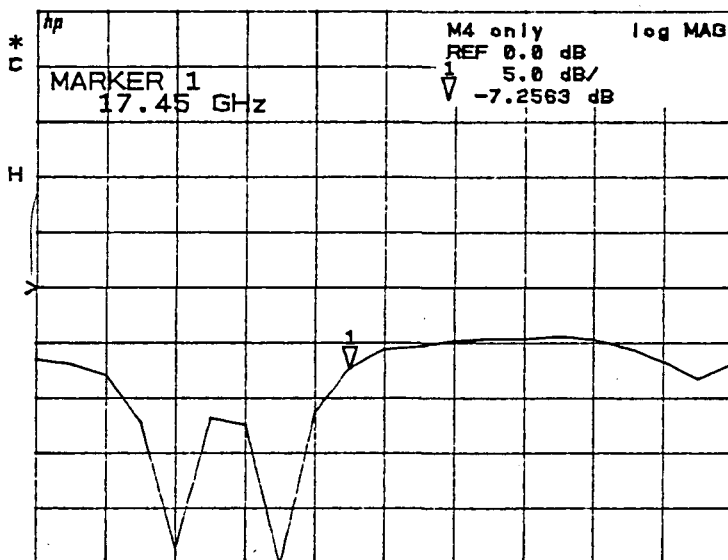
*FIGURA 6.28 – TRANSICION DE FINLINE A CPW.  
DETALLE DE LA SOLDADURA DEL pin DEL CONECTOR*

El diseño mecánico (figura (6.26)) es versátil, pues permite la inserción y medida de diversas estructuras circuitales. Básicamente, puede alojar circuitos con entrada y salida en guía (que incluirán algún tipo de transición de guía a finline por taper), o bien circuitos con entrada por guía y salida por conector (microstrip, ó CPW en nuestro caso). Cuando se utiliza esta segunda posibilidad, debe unirse a una de las mitades, por su extremo de salida, la pared de soporte del conector. En nuestro caso se escogió un conector de 2.4 mm tipo OS-50, por sus buenas prestaciones, en cuanto a pérdidas de inserción y de retorno, en la banda K (18-26.5 GHz).

La transición guía-finline escogida es del tipo taper exponencial, por sus algo mejores características de pérdidas de retorno en comparación con las de otros perfiles de impedancia. Las longitudes y anchuras de las diferentes líneas de transmisión (taper finline, tramo finline, abierto finline, línea CPW) se escogieron de acuerdo con los mejores valores obtenidos en las optimizaciones descritas en el apartado anterior. Se realizaron dos tipos de medidas: Pérdidas de retorno y pérdidas de inserción. En la figura (6.27) se muestran las pérdidas de retorno medidas sin ningún tipo de ajuste de la transición. Se observa que la forma de la curva es muy similar a la que predicen las simulaciones (compárese por ejemplo con la figura (6.21)), aunque el ancho de banda conseguido es mucho menor.



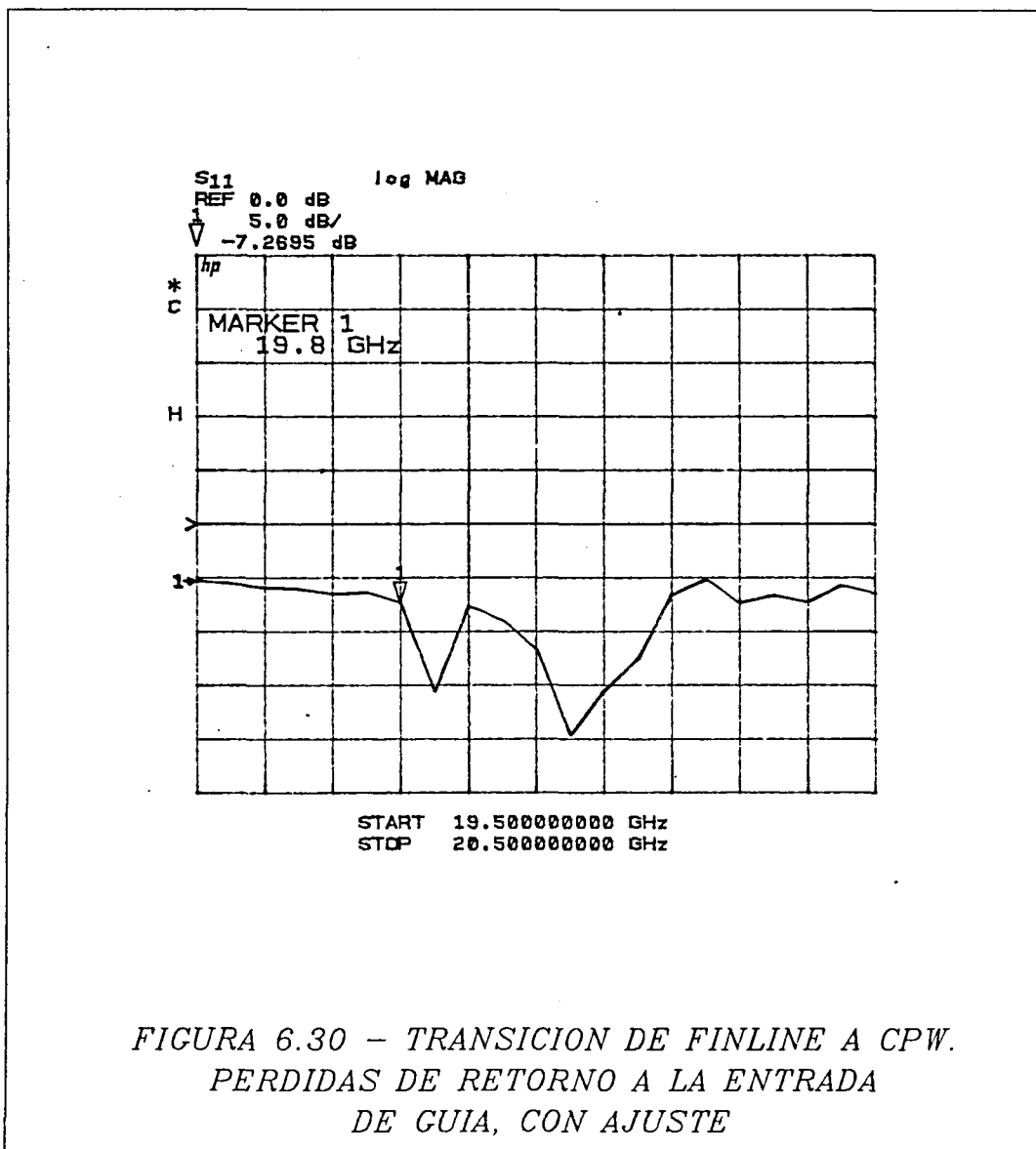
START 17.000000000 GHz  
STOP 23.000000000 GHz



START 17.000000000 GHz  
STOP 18.000000000 GHz

FIGURA 6.29 - TRANSICION DE FINLINE A CPW.  
Perdidas de Retorno a la entrada  
por el extremo de guia (sin ajuste).

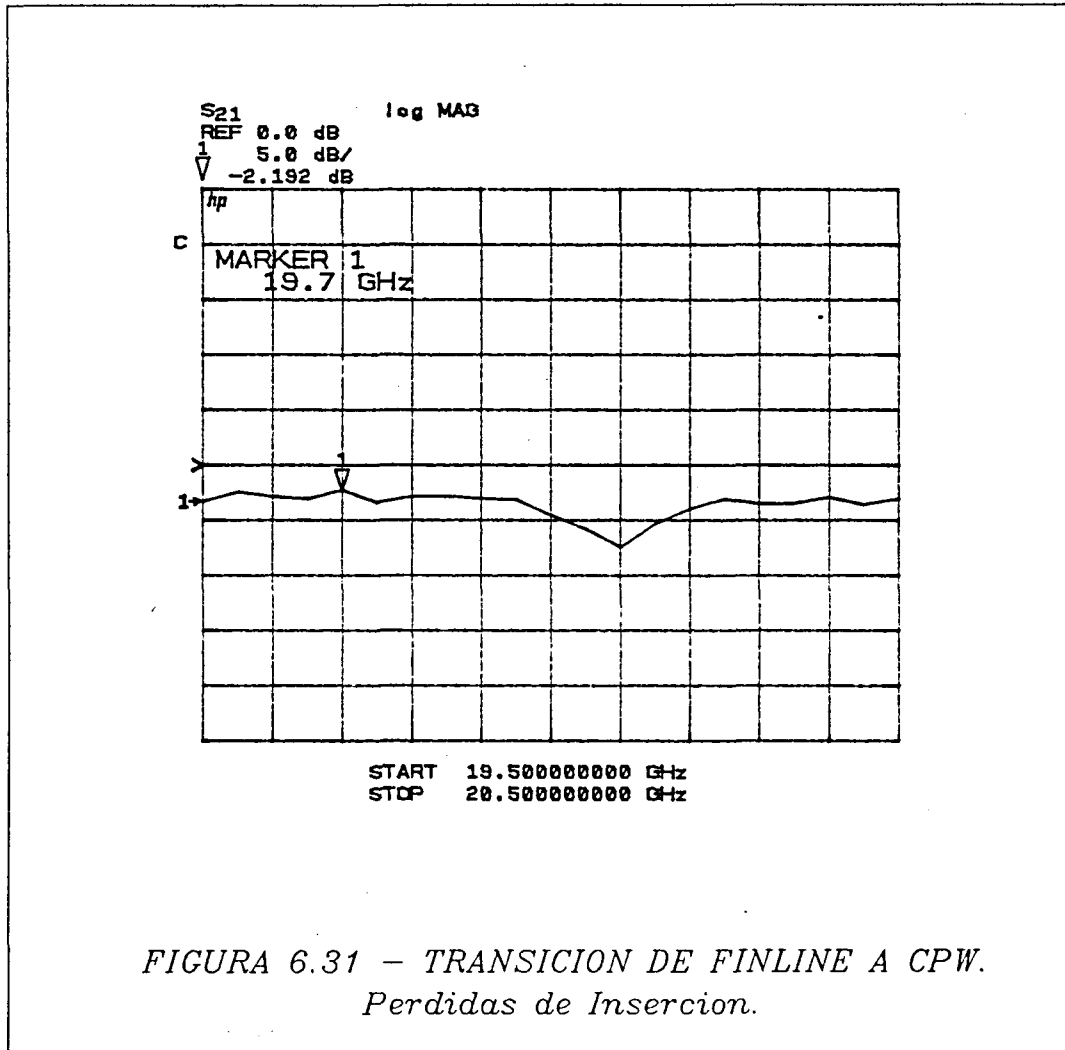
En efecto, se obtienen valores mejores de -10 dB para un margen de frecuencia del orden de 300 MHz, centrado en torno a 17.3 GHz, mientras que en la simulación el ancho es del orden de 4 GHz, centrado en 19.5 GHz. Si se ajustan experimentalmente



las dimensiones del abierto finline, se consigue trasladar la zona de adaptación al centro de la banda (20 GHz), aunque el ancho de banda se mantiene en valores similares. Las pérdidas de inserción (figura (6.28)) son del orden de -3 dB, con valores extremos de -2 y -7 dB.

En conclusión, los resultados obtenidos pueden interpretarse como un buen punto de partida para el estudio más exhaustivo de este tipo de transiciones. El reducido ancho de banda obtenido está de acuerdo con dos hechos apuntados anteriormente. En primer lugar, la elevada sensibilidad de las características de la transición con los valores de los elementos circuitales. En segundo lugar, la limitación adicional del ancho, debido





a la utilización de un tramo de longitud  $3\lambda/4$  en la región de contacto entre el circuito y la caja. Por lo que respecta a las pérdidas de inserción y de retorno, no cabe duda que son susceptibles de de mejora mediante una mejor adaptación dimensional entre el ancho del conductor central de la línea CPW (1.66 mm) y el ancho del "pin" del conector 2.4 mm (0.3 mm), puesto que, aún teniendo la misma impedancia característica teórica, se ha comprobado (para microstrip) la importancia de introducir el mínimo salto dimensional posible en las transiciones a conector coaxial.

## CONCLUSIONES

Esta Tesis se ha orientado a la caracterización de transistores de microondas y ondas milimétricas. Para ello se ha estudiado la medida de Factor de Ruido de cuadripolos lineales, la de Parámetros de Ruido, las técnicas de calibración de Analizadores de Redes (en especial la TRL) y la medida de Parámetros S. Se ha puesto énfasis especial en los errores cometidos en las medidas de Factor de Ruido y de Parámetros S, proponiéndose nuevas formulaciones. Se ha construido un sistema de medida de Parámetros de Ruido a 2 GHz y propuesto una nueva técnica de medida del Factor de Ruido que evite alguna de las causas de error. Se ha construido un sistema de medida de Parámetros S mediante técnica de calibración TRL y obtenido resultados experimentales hasta 40 GHz. También se ha realizado un estudio de estructuras de plano E para amplificadores totalmente integrados en guía, y medido un prototipo de transición finline-CPW mediante puente de hilo.

Respecto a la medida de Factor de Ruido de cuadripolos lineales, se ha obtenido una nueva formulación de los errores cometidos en sistemas de medida que utilicen el factor Y (Capítulo I). Para ello se definió la medida en condiciones ideales y en condiciones reales, incluyendo las diversas causas de error. Así pudo verse la manera en que éstas influyen en el cálculo de los límites de error, ya sea en medidas corregidas como no corregidas por el medidor. Las expresiones obtenidas muestran que las principales causas de error son la incertidumbre en el conocimiento del ENR, la diferencia de los Factores de Ruido Total y de Medidor respecto de sus valores nominales (producidas por las desadaptaciones de la fuente de ruido), y la relación entre los coeficientes de desadaptación para los estados *frío* y *caliente* de la fuente de ruido. Éstas no son tenidas en cuenta por el medidor (en su software interno), y por ello añade errores a su propia incertidumbre de medida. Se aplicaron estos resultados a la medida de amplificadores de bajo ruido, y se obtuvo que, bajo ciertas hipótesis, la diferencia de los Factores de Ruido Total y de Medidor respecto de sus valores nominales, puede despreciarse frente a las otras causas de error. También se obtuvieron expresiones para el caso de utilización de aisladores en la medida, viéndose que los errores de medida pueden reducirse siempre que los aisladores (que se suponen ideales) estén bien caracterizados y tengan unas pérdidas de retorno pequeñas. Estas condiciones pueden ser difíciles de cumplir a frecuencias de milimétricas. Utilizando la formulación, se

calcularon las cotas de error en dos medidas de amplificadores de bajo ruido, a 2.6 y 30 GHz, respectivamente. Para este último, también se vió gráficamente el efecto de las desadaptaciones de fuente para cada estado, en la medida del factor de ruido.

Respecto a la medida de Parámetros de Ruido de transistores de microondas (CAPÍTULO II) se ha propuesto una formulación alternativa para la medida del Factor de Ruido, que se basa en las medidas *no corregidas* por el medidor. De esta manera, y siempre que se utilicen aisladores bien caracterizados en la cadena de medida, se evitan los errores de medida producidos por la utilización, por parte del medidor, de términos incorrectos en sus cálculos internos. En base a esta formulación se ha construido una cadena de medida de Parámetros de Ruido a 2 GHz, y obtenido resultados experimentales que validan el método, aunque sin evidenciar una clara ventaja con respecto al tradicional basado en medidas corregidas. No obstante, cabe esperar que su utilización en la banda de frecuencias milimétrica resulte en una mayor precisión, puesto que la formulación exige la caracterización del hardware de medida que, a estas frecuencias, se aparta considerablemente de la idealidad exigida por unas medidas precisas mediante el método tradicional. También se ha profundizado en el estudio de los errores de extracción de los Parámetros de Ruido, debidos a los errores en las medidas de Factor de Ruido y de Impedancia de Fuente para un número redundante de puntos (superior a 4), necesarias en el método utilizado, basado en la minimización de una función de error. En este sentido, se han efectuado simulaciones numéricas para estudiar el comportamiento del error de extracción en función del número de medidas. Los resultados indican que los parámetros  $F_{\min}$  y  $\Phi_{opt}$  son los más insensibles al error de entrada (error de medida) y para los éste es más claramente decreciente con el número de medidas. Los parámetros  $R_n$  y  $|\Gamma_{opt}|$  requieren una *radio* mínimo de la nube de puntos (impedancias de fuente) para mostrar un claro comportamiento decreciente con el número de medidas. Hay claros indicios de dependencia de los resultados con la distribución particular de los puntos sobre la carta de Smith. Estas mismas conclusiones pueden aplicarse a las medidas reales. Los resultados experimentales a 2 GHz indican diferencias no excesivamente grandes con respecto a los datos del fabricante. Teniendo en cuenta la dispersión de características y las posibles diferencias en las condiciones de medida con respecto a las del fabricante, la comprobación de la precisión de las medidas sólo puede realizarse de una manera clara a partir de medidas efectuadas sobre un amplificador diseñado en base a los datos obtenidos o mediante modelos circuitales.

En los Capítulos III y IV se ha tratado el tema de la calibración TRL (Thru-Reflect-Line) de Analizadores Automáticos de Redes, con énfasis muy especial en el estudio de los errores sistemáticos que subsisten después de la calibración (*errores residuales*). También se ha formulado el efecto de dichos errores sobre la medida de los parámetros S de transistores de microondas. Se ha visto que los errores residuales pueden deberse a dos causas independientes, la incertidumbre en el conocimiento de los patrones de calibración y la falta de repetibilidad de las transiciones coaxial a microstrip. Como resultado, se vió que existen dos parámetros de error ( $\Delta_x/e_{11}$ ,  $-\Delta_y/e_{22}$ ) que se extraen sin error en una aproximación de primer orden. Los errores relativos en la determinación de los Source Match dependen de las diferencias relativas entre los Reflects y entre las impedancias características de los patrones de calibración. También dependen de las repetibilidades de ambas transiciones simultáneamente, siendo la repetibilidad asociada al Source Match el factor predominante. Las mismas consideraciones pueden aplicarse al error en la determinación de los coeficientes de tracking. La principal contribución a los errores en la medida de los parámetros S en reflexión es el error residual en la extracción del Source Match de la puerta correspondiente al parámetro medido. Para los parámetros en transmisión, los errores residuales en la determinación del Source Match y de los parámetros de Tracking contribuyen aproximadamente en la misma proporción al error de medida.

En el Capítulo V se han presentado los diseños de dos dispositivos de medida (Test Fixtures) en microstrip para calibración TRL, en las bandas 3-22 GHz y 1-40 GHz, respectivamente. Los criterios de diseño fueron una buena repetibilidad de las transiciones y pequeños efectos parásitos de la transición coaxial-microstrip. Para ello se obtuvo por la solución de *transiciones móviles*, en las que los contactos del *pin* del conector con la pista microstrip se efectúan por presión mecánica, sin ningún tipo de soldadura. El contacto de masa es por presión vertical (3-22) o por presión horizontal (1-40). Esta técnica ha demostrado ser la más conveniente desde el punto de vista de repetibilidad. En el Test Fixture de 1 a 40 GHz se cuidó especialmente el diseño mecánico con el fin de conseguir una elevada precisión. Los resultados obtenidos muestran características regulares en frecuencia (en módulo y fase) y valores muy parecidos a los del fabricante (hasta la frecuencia máxima en que éste los especifica, normalmente 22 GHz). Aunque, a semejanza de la medida de Parámetros de Ruido, la verificación de la precisión de las medidas de Parámetros S sólo puede realizarse a

través de diseños de amplificadores o modelos circuitales, es indudable que ambos Test Fixures cumplen en todo el margen de frecuencias de diseño los requerimientos de precisión exigibles a las medidas de parámetros S hasta 40 GHz, donde un pequeño error (por ejemplo en fase) puede conducir a diseños incorrectos de las redes de adaptación y polarización de los amplificadores. La buena repetibilidad de las transiciones coaxial-microstrip ha demostrado ser el factor clave en la obtención de unos buenos resultados en la medida de parámetros S, porque influye de manera decisiva en la calibración TRL. Se ha presentado un método teórico aproximado para la medida de la repetibilidad, que ha sido aplicado en la práctica. Se obtuvieron valores en general mejores de -35 dB, que hemos considerado una cota razonable para garantizar unas medidas precisas.

En el Capítulo VI se han estudiado estructuras planares aptas para el diseño de amplificadores de banda milimétrica totalmente integrados en el plano E de una guía de onda rectangular. En particular, después de un estudio de alternativas, se ha propuesto una transición de finline unilateral a finline acoplado modo par (guía coplanar ó CPW) mediante un puente de hilo (por ejemplo, hilo de soldadura por termocompresión). Se ha realizado una simulación del comportamiento de la transición a 20 GHz, estudiándose en particular el "abierto" finline y el comportamiento del puente de hilo. Como resultado, se han obtenido unas buenas características de pérdidas de inserción y de retorno para un ancho de banda relativo del 15 %, después de optimizar los parámetros de diseño. Partiendo de estos datos, se ha construido un prototipo. Los resultados experimentales muestran unas buenas características pero en un ancho de banda bastante menor.

Pueden enumerarse, por último, algunas líneas futuras de investigación, derivadas de los trabajos presentados en esta Tesis. Con respecto a la medida de Parámetros de Ruido, sería conveniente utilizar la formulación propuesta, en medidas experimentales a frecuencias de banda milimétrica, con el fin de comparar con los métodos más tradicionales de medida. Debe también estudiarse la influencia de la distribución de puntos de medida en la extracción de los Parámetros para llegar, en su caso, a una distribución óptima. Respecto a la medida de Parámetros S, convendría utilizar los datos experimentales con vistas a obtener modelos circuitales lineales y no lineales precisos. El Test Fixture de 1 a 40 GHz podría mejorarse, principalmente desde el punto de vista de facilidad de utilización. También sería conveniente realizar medidas de la

dispersión en el montaje de los hilos de termocompresión en los chips, y comparar los resultados experimentales obtenidos para sustratos diferentes. Existe también un trabajo teórico de profundización en la interacción del hardware de medida con la técnica de calibración TRL, a partir de la descripción propuesta. Respecto a las estructuras planares en guía, debe continuarse el estudio con la medida precisa, mediante técnica TRL, de los diferentes elementos que componen la transición, y la realización de un primer prototipo de amplificador.



## REFERENCIAS

### INTRODUCCION

- ABE, M., MIMURA, T., YOKOYAMA, N., ISHIKAWA, H. *"New technology towards GaAs LSI/VLSI for computer applications"*. Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-30, pp. 992-998, no. 7, july 1982.
- DELAGEBEAUDEUF, D., LINH, N. T. *"Metal-(n) AlGaAs-GAAs two dimensional electron GaAs FET"*. Trans. on Electron Devices, vol. ED-29, no. 6, june 1982.
- EESOF *"Academy"*. Microwave Journal, vol. 31, no. 11, pp. 38-39, nov. 1988
- HEWLETT-PACKARD *"HP 85150A Microwave Design System"*. Nov. 1987
- OKI Electric Industry Co. *"KGF 1850/1860/1450/1460 data sheets"*. 1988
- TOSHIBA Corp. *"Technical Data: JS 8901 Microwave low noise HEMT"*. June 1986

### CAPITULO I

- BRADY, M. M. *"The influence of mismatch error in noise performance measurements"*. Proc. IEEE (Correspondence), vol. 5, pp. 1075-1076, september 1964.
- CALANDRA, E. F., MARTINES, G., SANNINO, M. *"Characterization of GaAs FET's in terms of noise, gain, and scattering parameters through a noise parameter test set"*. Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-32, pp. 231-237, no. 3, march 1984.
- HEWLETT PACKARD. *Application note 57-1 "Fundamentals of RF and microwave noise figure measurements"*. July 1983.
- HEWLETT PACKARD. *HP 8970S, 8970T, 8970B, 8971B, 346A/B/C noise figure measurement products 10 MHz to 18 GHz. "Accurate and convenient noise figure measurements from 10 MHz to 18 GHz"*. Technical data, january 1987.
- KUHN, N. J. *"Curing a subtle but significant cause of noise figure error"*. Microwave Journal, pp. 85-98, june 1984
- MAMOLA, G., SANNINO, M. *"Source mismatch effects on measurements of linear two-port noise temperatures"*. Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. IM-24, pp. 239-242, no. 3, september 1975.
- MARTINES, G., SANNINO, M. *"Simultaneous determination of transistor noise, gain, and scattering parameters for amplifier design through noise figure measurements only"*. Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. IM-84, pp. 89-91, no. 1, march 1985.



#### referencias

- MARTINES, G., SANNINO, M. *"A method for measurement of losses in the noise-matching microwave network while measuring transistor noise parameters"*. Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-35, no. 1, pp. 71-75, january 1987.
- MILLER, C. K. S., DAYWITT, W.C., ARTHUR, M. G. *"Noise standards, measurements and receiver noise definitions"*. Proc. IEEE, vol. 55, pp. 865-877, june 1967.
- OTOSHI, T. Y. *"The effect of mismatched components on microwave noise-temperature calibrations"*. Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, no. 9 pp. 675-968, september 1968.
- POSPIESZALSKI, M. W. *"On noise parameters of isolator and receiver with isolator at the input"*. Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, no. 9, pp. 675-968, september 1968.
- POSPIESZALSKI, M. W. *"On the measurement of noise parameters of microwave two-ports"*. Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-34. no. 4, pp. 456-458, april 1986. Corrección: Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-34. no. 6, p. 746, june 1986.
- PRADELL, L., COMERON, A., RAMIREZ, A. *"A general analysis of errors in noise measurement systems"*. 18th European Microwave Conference. Stockholm, 12-16 sept. 1988. Conference Proceedings, pp. 924-929.
- STRID, E. *"Noise measurements for low-noise GaAs FET amplifiers"*. Microwave Systems News, pp. 62-70, november 1981.
- STRID, E. *"Noise measurements checklist eliminates costly errors"*. Microwave Systems News, pp. 88-107, december 1981
- WELLS, J. S., DAYWITT, W. C., MILLER, C. K. S. *"Measurement of effective temperatures of microwave noise sources"*. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, vol. IM-13, pp. 17-28, march 1964.

#### CAPITULO II

- ADAMIAN, V., UHLIR, A. *"Simplified noise evaluation of microwave receivers"*. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. IM-33, no. 2, pp. 136-140, june 1984.
- ATN *Noise parameter test set. NP4 series*, september 1987.
- ATN *NP4 series noise parameter test set, .05-26.5 GHz. 6/88*
- BAUER, H., ROTHE, H. *"Der äquivalente rauschvierpol als wellenvierpol"*. Arch elekt. Übertragung, vol. 10, pp. 241-252, june 1956.

- CALANDRA, E. F., MARTINES, G., SANNINO, M. "Characterization of GaAs FET's in terms of noise, gain, and scattering parameters through a noise parameter test set". Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. MTT-32, no. 3, pp. 231-237, march 1984.
- CARUSO, G., SANNINO, M. "Computer-aided determination of microwave two-port noise parameters". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-26, no. 9, pp. 639-642, september 1978.
- CASCADE MICROTECH. *New noise parameter test set for 2-18 GHz*. Micro Probe Update. July 1988.
- CASCADE MICROTECH. *On-wafer noise and S-parameter measurement brochure*. Microwave Journal, pa. 176, january 1989.
- CHUSSEAU, L. "Contribution a la conception de circuits intégrés AsGa: Modélisation du MESFET AsGa et étude des effets de propagation et de couplage dans les CI logiques BFL AsGa. Caracterisation en bruit des transistors hyperfréquence faible bruit AsGa". These, Université de Paris-Sud. Centre d'Orsay. fevrier, 1986.
- CHUSSEAU, L., CARNEZ, B., LE BRUN, M., RUMELHARD, C. "Full noise characterization of microwave devices. Application to GaAlAs/GaAs TEGFET". 16th European Microwave Conference. Conference Proceedings, pp. 841-846. Dublin, sept. 1986.
- CHUSSEAU, L., PARISOT, M., JOUSSEAUME, N. "Automatic full noise characterization of microwave GaAs FETS". 17th European Microwave Conference. Conference Proceedings, pp. 628-632. Roma, sept. 1987.
- EATON 2075B noise-gain analyzer. Specifications. 3/88.
- FANELLI, N. "A new measurement method of the noise parameters of two-part devices". IEEE MTT-S International Symposium Digest, pp. 366-368, 1983
- HIRSCH, U. A., MIERS, T. H. "A new automated noise and gain parameter measurement system". IEEE MTT-S International Symposium Digest, pp. 517-520, 1987.
- HEWLETT PACKARD, *Noise figure measurements from 10 MHz to 18 GHz*. Technical Data, january 1987.
- IRE. 59 IRE 20.S1. "IRE standards on methods of measuring noise in linear twoports 1959". Proc. of the IRE, vol. 48, pp. 60-68, january 1960.
- IRE, SUBCOMMITTEE 7.9 ON NOISE. "Representation of noise in linear twoports". Proc. of the IRE, vol. 48, pp. 69-74, january 1960.
- LANE, R. Q. "The determination of device noise parameters". Proc. of the IEEE, vol. 57, pp. 1461-1462, august 1969.

- MARTINES, G., SANNINO, M. "Determination of microwave transistor noise and gain parameter through noise-figure measurements only". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-30, no. 8, pp. 1255-1259, august 1982.
- MARTINES, G., SANNINO, M. "A method for accurate measurements of optimum noise parameters of microwave transistors". 15th European Microwave Conference. Conference Proceedings, pp. 471-476. Paris, september 1985.
- MARTINES, G., SANNINO, M. "Simultaneous determination of transistor noise, gain, and scattering parameter of amplifier design through noise figure measurements only". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-34, no. 1, pp. 89-91, march 1985.
- MARTINES, G., SANNINO, M. "A method for measurement of losses in the noise-matching microwave network while measuring transistor noise parameters". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol MTT-35, no. 1, pp. 71-75, january 1987.
- MARTORELL, J. M. "Caracterització en soroll de dispositius actius de microones". Projecte Fi de Carrera. E.T.S.E.T. Barcelona, març 1989.
- MEYS, R. P. "A wave approach to the noise properties of linear microwave devices". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-26, pp.34-37, january 1978.
- MISHIMA, K., SAWAYAMA, Y. "Comments on: simultaneous determination of device noise and gain parameter through noise measurements only". Proceedings of the IEEE, vol. 70. no. 1, pp. 100-101, january 1982.
- MITAMA, N., KATOH, H. "An improved computational method for noise parameter measurement". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-27, no. 6, pp. 612-615, june 1979.
- PENFIELD Jr., P. "Wave representation of amplifier noise". IRE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-9, pp. 84-86, march 1962.
- POLLARD, R. D., PIERPOINT, M. "Programmable tuner system characterizes gain and noise". Microwaves & R.F., vol. 26, no. 5, may 1987.
- POSPIESZALSKI, M. W. "On the measurement of noise parameters of microwave two-ports". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-34, no. 4, pp. 456-458, april 1986.
- POSPIESZALSKI, M. W. "On the noise parameters of isolator and receiver with isolator at the input". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-34, no. 4, pp. 451-453, april 1986. Corrección: IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-34, no. 6, june 1986.

- POSPIESZALSKI, M. W. *"Comments on: A method for measurement of losses in the noise-matching microwave network while measuring transistor noise parameters"*. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.36, no. 1, pp. 170-172, january 1988.
- PRADELL, L., RAMIREZ, A., COMERON, A., MARTORELL, J. M., *"Análisis de errores en sistemas de medida de ruido. Sistema de medida de parámetros de ruido de transistores de microondas"*. Comité español de la U.R.S.I. VII reunión de la Comisión B. Actas, pp. 356-361, septiembre 1988.
- ROTHER, H., DAHLKE, W. *"Theory of noisy fourpoles"*. Proc. of the IRE, vol. 44, pp. 811-818, june 1956.
- SANNINO, M. *"On the determination of device noise and gain parameters"*. Proc. of the IEEE, vol. 67, pp. 1364-1366, september 1979.
- SANNINO, M. *"Simultaneous determination of device noise and gain parameters through noise measurements only"*. Proc. of the IEEE, vol. 68, no. 10, october 1980.
- STRID, E. W. *"Measurement of losses in noise-matching networks"*. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-29, pp. 247-252, march 1981.
- TONG, P. R., MOOREHEAD, J. M. *"Noise measurements at mm-wave frequencies"*. Microwave Journal, vol. 31 (7), pp. 69-86, july 1988.
- WALK, E. C., ROUTLEDGE, D., FRED VANELDIK, J., LANDECKER, T. L. *"De-embedding two-port noise parameters using a noise wave model"*. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 37, no. 2, pp. 195-200, june 1988.

#### CAPITULOS III y IV

- AVANTEK, *Application note. "Measurement and modelling of GaAs FET chips"*. october 1983.
- BAUER, R.F., PENFIELD, *"De-embedding and unterminating"*. IEEE, Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 22, pp. 282-288, 1974.
- BRUBAKER, D., EISENBERG, J. *"Measure S-parameters with the TSD technique"*. Microwaves & RF, pp. 97-159, november 1985.
- COMERON, A. *"Análisis de errores en sistemas de medida de dispositivos de microondas"*. Resumen del trabajo de investigación, noviembre de 1988.
- CURRAN, J. *"Applying TRL calibration for noncoaxial measurements"*. Microwave Systems News, pp. 91-98, march 1988.
- DONECKER, B. *"Accuracy predictions for a new generation network analyzer"*. Microwave Journal, pp. 127-141, june 1984.

- DUNLEAVY, L., KATEHI, P. B. "Eliminate surprises when de-embedding microstrip launches". Microwave & RF, pp. 117-122, august 1987.
- ENGEN, G. F. "An introduction to the description and evaluation of microwave systems using terminal invariant parameters". NBS Monograph 112, october 1969.
- ENGEN, G. F., HOER, C. A. "Application of an arbitrary 6-port junction to power measurement problems". IEEE, Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. IM-21, pp. 470-474, december 1972.
- ENGEN, G. F. "The six-port reflectometer: an alternative network analyzer". Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 25, no. 12, pp. 1075-1080, december 1977.
- ENGEN, G. F. "Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding terminations". Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-26, no. 12, pp. 951-957, december 1978.
- ENGEN, G. F., HOER, C. A., SPECIALE, R. A. "The application of 'thru-short-delay' to the calibration of the dual six-port". IEEE MTT-S International Symposium Digest, pp. 184-185, 1978.
- ENGEN, G. F., HOER, C. A. "Thru-reflect-line: an improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer". Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-27, no. 12, pp. 987-993, december 1979.
- EUL, H. J. "Establishing the complex measurement ability of a homodyne network analyzer via self-calibration". IEEE MTT-S International Symposium Digest, pp. 1187-1190, 1989.
- FITZPATRICK, J. "Error models for systems measurement". Microwave Journal, pp. 63-66, may 1978.
- FRANZEN, N. R., SPECIALE, R. A. "A new procedure for system calibration and error removal in automated s-parameter measurements". 5th European Microwave Conference, pp. 69-73, september 1975.
- GHANNOUCHI, F. M., BOSISIO, R. G. "An alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standards". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-36, pp. 494-498, march 1988.
- GHANNOUCHI, F. M., BOSISIO, R. G. "A comparative worst-case error analysis of some proposed six-port designs". IEEE, Trans. on I. M., vol. 37, no. 4, pp. 552-556, december 1988.
- HAEKBORN, R. A. "An automatic network analyzer system". Microwave Journal, vol. 11, pp. 45-52, may 1968.
- HAND, B. P. "Developing accuracy specifications for network analyzer systems". Hewlett Packard Journal, vol. 21 (6), pp. 16-19, february 1970.

- HEWLETT PACKARD, AN 221A "Automating the HP 8410 B microwave network analyzer", 1981.
- HEWLETT PACKARD. *Product note 8510-8. "Applying the HP 8510 B TRL calibration for non-coaxial measurements"*, 1987.
- HEWLETT PACKARD. "HP 8510 B network analyzer 45 MHz to 40 GHz. Technical data". February 1, 1988.
- HOER, C. A. "The six-port coupler: a new approach to measuring voltage, current, power, impedance, and phase". IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. IM-21, pp. 466-470, december 1972.
- HOER, C. A. "A network analyzer incorporating two six-port reflectometers". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tehniques, vol. MTT-25, no. 12, pp. 1070-1074, december 1977.
- HOER, C. A. "Calibrating two six-port reflectometers with an unknown length of precision transmission line". IEEE MTT-S International Symposium Digest, pp. 176-178, 1978.
- HOER, C. A. "Perfomance of a dual six-port automatic network analyzer". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-27, no. 12, pp. 993-998, december 1979.
- HOER, C. A. "Calibrating a dual six-port or four-port for measuring two-port with any connectors". IEEE MTT-S International Symposium Digest, pp. 665-668, 1986.
- JUDAH, S. K., WRIGHT, A. S. "A second generation of dual six-port network analyzer". IEEE, MTT-S International Symposium Digest, pp. 295-296, 1988.
- KUHN, N. "Simplified signal flow graph analysis". Microwave Journal, vol.6, pp. 59-66, november 1963.
- LIN, W. "Measurement and calibration of a universal six-port network analyzer". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, no. 4, pp. 734-742, april 1989.
- MAURY Jr., M. A. MARCH, S. L., SIMPSON, G.R. "LRL calibration of vector automatic network analyzers". Microwave Journal, pp. 387-392, may 1987.
- RYTTING, D. "Advances in microwave error correction tehniques". Hewlett Packard RF & Microwave measurement symposium and exhibition, june 1987.
- SOARES, R. "GaAs mesfet circuit design". Artech House, 1988.
- SPECIALE, R. A., GRABOWSKI, R. E., FRANZEN, N. R. "Accurate scattering parameter measurements on non-connectable microwave networks". 6th European Microwave Conference, pp. 210-214, september 1976.

SPECIALE, R. A. "A generalization of the TSD network-analyzer calibration procedure, covering  $n$ -port scattering-parameter measurements, affected by leakage errors". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-25, no. 12, pp. 1100-1114, december 1977

WILTRON "Wiltron 360 Network Analyzer". Microwave Journal, vol. 31, no. 11, nov. 1988, pp. 32-33

## CAPITULO V

ARTAL, E. "Amplificadores de pequeña señal para la banda de 27.5 a 29.5 GHz". Contrato referencia UPC 619-TC/368. Informe tareas 3 y 4, enero 1988.

AVANTEK, Application note. "Measurement and modelling of GaAs FET chips". October 1983.

BELLANTONI, J. V., COMPTON, R. C., LEVY, H. M. "A new W-Band Coplanar waveguide test fixture" IEEE MTT-S International Symposium Digest, pp. 1203-1204, 1989.

BODWAY, G. E. "Circuit design and characterization of transistors by means of three-port scattering parameters". Microwave Journal, vol 11, no. 5, may 1968.

CASCADE MICROTECH. "Repeatability the key to accurate microstrip measurements". Microwave Journal, pp. 160-163, april 1968.

CASCADE MICROTECH. "Introducing replaceable-tip microwave probes". Microprobe Update, october 1988.

CASCADE MICROTECH. "Introducing 0.1 percent MIC vector measurements". Microprobe Update, april 1989.

COOKE, H. F. "A universal fixture for transistor chip and microwave amplifier measurement". Microwave Systems News & CT, pp. 64-70, march 1987.

EHLERS, E. R. "Symmetric test fixture calibration". IEEE MTT-S International Symposium Digest, pp. 275-277, 1986.

ELMORE, G. E., SAIZ, L. J. "Quality microwave measurement of packaged active devices". Hewlett Packard Journal, pp. 39-48, february 1987.

HEWLETT PACKARD. "2.4 mm coaxial connector. Benefits and applications". 1986

HEWLETT PACKARD. Product note 8510-8. "Network analysis applying the HP 8510B TRL calibration for non-coaxial measurements". 1987.

HEWLETT PACKARD. HP 8510B network analyzer, 45 MHz to 40 GHz. Technical Data, february 1988.

**INDUSTRY UPDATE.** *"50-GHz coaxial connectors developed in team effort"*  
Microwave Systems News & CT, pp. 119-121, april 1986.

**KOMPA, G., SCHLECHTWEG, M.** *"Generalized modeling of GaAs MESFETs and MODFETs based on highly accurate broadband measurements"*. 19th European Microwave Conference. Conference Proceedings, pp. 179-186. Wembley (London), 4-7 September 1989.

**LANG, R. J., JEWETT, W. P., MERRILL, J. D.** *"Test fixtures for frequencies from DC to 75 GHz"*. Microwave Journal, pp. 365-371, may 1988.

**MACOM-OMNISPECTRA.** *DC-50 GHz conectors & components. OS-50.* september 1988

**PRADELL, L., SABATER, C., ARTAL, E., COMERON, A., CORBELLA, I.** *"Caracterización de transistores de microondas mediante la técnica de calibración TRL"*. IV Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio. Actas, vol. I, pp. 419-423. Santander, 25-27 Septiembre 1989.

**PRADELL, L., ARTAL, E., SABATER, C.** *"S-Parameters measurement of chip GaAs FETs up to 22 GHz using the TRL calibration technique"*. 19th European Microwave Conference. Conference Proceedings, pp. 576-581. Wembley (London), 4-7 September 1989.

**ROSS, P. B., GELLER, B. D.** *"A broadband microwave test fixture"*. Microwave Journal, pp. 233-248, may 1987.

**RYTTING, D.** *"Let time domain response provide additional insight into network behaviour"*. Hewlett Packard, RF & Microwave Measurement Symposium and exhibition, april 1984

**SABATER, C.** *"Medida de parametros S en pequeña señal de transistores en banda milimétrica"*. Projecte Fi de Carrera. E.T.S.E.T. Barcelona, set. 1989

**TEALE, A. P. J., HOWES, M. J., RICAARDSON, J. R.** *"The design of low noise feedback amplifiers with simultaneous input power match and noise optimization"*. 18th European Microwave Conference. Conference Proceedings, pp. 576-581. Stockholm, 12-16 September 1988.

## CAPITULO VI

**ADELSECH, B., ALCOLQUHOUN, A., MENZEL, W. SCHMEGNER, K. E.** *"A 35 GHZ monolithic receiver"*. Military Microwaves. Conference Proceedings, pp. 505-510, 1988.

**ARTAL, E., TORRES, F., SERRANO R.** *"Diseño modular de circuitos planares para las bandas milimétricas"*. Comité Español de la U.R.S.I. VII Reunión de la Comisión B. Actas, pp. 187-192, septiembre 1988



- ARTAL, E., CORBELLA, I. "HEMT amplifier for 30 GHz low noise receivers". Mediterranean Electrotechnical Conference '89. Conference Proceedings, pp. 332-335. Lisboa, 11-12-13 april 1989.
- ARTAL, E., CORBELLA, I., BUSQUETS, C., PRADELL, L. "Amplificadores multietapa de bajo ruido en las bandas de 20 y 30 GHz". IV Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio. Actas, vol. I, pp. 231-235. Santander, 25-27 Septiembre 1989.
- BARLABÉ, A. "Filtres passa-banda en guia d'ones amb tires metàl·liques inductives en pla E. Desenvolupament d'un amplificador de baix soroll amb tecnologia pñanar en guia d'ones a 12 GHz". Projecte fi de carrera. E.T.S.E.T. Barcelona, 1986.
- BARNES, B. C., BATES, R. N., CLARKE, I. M. "Integrated E-plane mm-wave 29-GHz transceiver". MSN & CT pp. 98b-98d, january 1988.
- BHAT, B., KOUL, S. K. "Analysis, design and applications of fin lines". Artech House, 1987.
- BRIGGINSHAW, P. M., WILSON, K. "A W-band monolithic balance mixer". Military Microwaves. Conference Proceedings, pp. 511-517, 1988.
- BURTON, M., HOEFER, J. R. "An improved model for short and open-circuited series stubs in fin lines". IEEE MTT-S, International Microwave Symposium Digest, pp. 176-178, 1984.
- CAHANA, D. "A new coplanar waveguide/slotline double-balanced mixer". IEEE MTT-S Digest, pp. 967-968. 1089.
- CALLSEN, H. C. "Fin-line PIN-diode attenuator and switch for the 140 GHz range". 8th International Conference on infrared and millimeter waves digest, pp. F 3.4/1-2, december 1983.
- CHANG, K., KHAN, P. J. "Equivalent circuit of a narrow axial strip in waveguide". IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, pp. 611-615, setember 1976.
- COHN, S. B. "Slot-line on a dielectric substrate". IEEE Trans. Microwave Theory and Technique, vol. MTT-17, pp. 768-778, october 1969.
- CORBELLA, I., ARTAL, E. "Amplificateur faible bruit a TEGFET dans la bande 30 GHz". 6es Journées Nationales Microondes, pp. 31-32. Montpellier, 21-23 june 1989.
- DOW, G. S., TON, T.N., NAKANO, K. "Q-band coplanar waveguide amplifier". IEEE MTT-s International Microwave Symposium Digest, 1989.
- EBNER, H., OPFER J., SCHWPPE, E. C. "A new integreted waveguide transistor monut". 13th European Microwave Conference, pp. 266-271, 1983.

- GUPTA, K.C., GARG, R., CHADHA, R. *"Computer-aided design of microwave circuits"*. Artech House, 1981
- GYSEL, U. *"A 26.5-40 GHz planar balanced mixer"*. 5th European Microwave Congress Digest (Hamburg), pp. 491-495, 1975.
- HARRINGTON, R. F. *"Time-harmonic electromagnetic fields"*. Mc Graw-Hill, New York, 1961.
- HENNAWY, H. E., SCHÜNEMANN, K. *"Analysis of fin-line discontinuities"*. 9th European Microwave Conference, pp. 448-451.
- HENNAWY, H. E., SCHÜNEMANN, K. *"Computer-aided design of fine-line detectors, modulators, and switches"*. Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik, vol. 36, no. 2. pp. 49-56, 1982.
- HENNAWY, H. E., SCHÜNEMANN, K. *"Hybrid fin-line matching structures"*. IEEE trans. on Microwave Theory and Technique, vol. MTT-30, no. 12, december 1982.
- HENNAWY, H. E., SCHÜNEMANN, K. *"Impedance transformation in fin-lines"*. IEE Proceedings, vol. 129, no. 6, pp. 342-350, december 1982.
- HOEFER, W. J. R. *"Oscillators and amplifiers in integrated E-plane technique"*. IEEE pp.351-364, 1989.
- HOFMANN, H. *"Dispersion of planar waveguides for millimeter-wave application"*. Arch. Elek. Übertragung. vol.31, pp. 40-44, 1977.
- HWANG, V. D., UWANO, T., ITOH, T. *"A planar integrated antenna and receiver front end"*. IEEE pp. 391-394. 1987.
- HWANG, V. D., UWANO, T., ITOH, T. *"Quasi-optical integrated antenna and receiver front end"*. IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. 36, no. 1, pp. 80-85, january 1988.
- ITOH, T. *"Overview of quasi-planar transmission lines"*. IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. 37, no. 2, pp. 275-280, february 1989.
- KNORR, J. B. *"Slot-line transition"* IEEE Trans. on Microwave Theory and Tehnique, pp. 548-554, may 1974.
- KNORR, J. B., SHAYDA, P. *"Millimeter wave fin-line characteristics"*. IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. MTT-28, pp. 737-743, july 1980.
- KONISHI, Y., UENAKADA, K. *"The design of a bandpass filter with inductive strip-planar circuit mounted in waveguide"*. IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. MTT-22, no. 10, pp. 869-873, october 1974.
- KONISHI, Y. *"Planar circuit mounted in waveguide used as a downconverter"*. IEEE Trans. on Microwave Theory and Tehnique, vol. MTT-26, no. 10, pp. 716-719, october 1978.

- KONISHI, Y. "Short end effect of ridge guide with planar circuit mounted in a waveguide". IEEE Trans. on Theory and Technique, vol MTT-27, no. 2, pp. 168-170, february 1979.
- KPODZO, E., SCHUNEMANN, K., BEGEMANN, G. "A quadriphase fin-line modulator". IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. MTT-28, pp. 747-752, juy 1980.
- L'ECUYER, J., GAJDA, G. B., HOFER, J. P. "A FET amplifier in fin-line technique". IEEE MTT-S Digest, pp. 287-290, 1986.
- L'ECUYER, J., GAJDA, G. B., HOFER, J. P. "A FET amplifier in finline technique". IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. 37, no. 2, pp. 425-428, february 1989.
- MARTI, A. "Ridge-guide preamplifier for DBS outdoor unit". 13th European Microwave Conference Nüvember, pp. 221-226, september 1983.
- MEIER, P. J. "Integrated fin-line millimeter components". IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. MTT-22, pp. 1209-1216. december 1974.
- MEIER, P. J. "New developonents with integrated fin-line and related printed millimeter circuits". IEEE MTT-S Ins. Microwave Symposium Digest, pp. 143-145, 1975.
- MEIER, P. J. "Millimeter integrated circuits suspended in the E-plane of rectangular waveguide". IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. MTT-26, pp. 726-733, october 1978
- MEIER, P. J. "E-plane components for a 94-GHz printed-circuit balanced mixer". IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, pp. 267-269, 1980.
- MEINEL, H. H., SCHMIDT, L. P. "High sensitivity millimeter-wave detectors using fin-line technology". 5th Ins. Conference Infrared and Millimeter-Waves Digest (Freiburg, Germany), pp. 133-135, 1980.
- MEINEL, H. H. "Millimeter-wave systems and applications in Europe". IEEE MTT-S Digest, pp. 649-653, 1988.
- MEINEL, H. H. "The current status of millimeter wave communication systems". Pp. 680-685, Melecon 1989.
- MENZEL, W., MEINEL, H., REMBOLD, B., SCHMIDT, L. P. "Planar integrated components perform up to 110 GHz". Microwave System News, pp. 92-100, november 1982.
- MENZEL, W. "A 140 GHz balanced mixer for fin-line retegrated circuits". 13th European Microwave Conference, Proc. pp. 179-182, 1983

- PRAMANICK, P., BHARTIA, P. "Accurate analysis equations and synthesis technique for unilateral tin-lines". IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. MTT-33 no. 1, pp. 24-30, january 1985.
- PRAMANICK, P. "Frequency dependence of equivalent dielectric constant in finlines". Ins. Symposium Infrared and Millimeter waves, vol. 7, no. 2 pp. 251-268, february 1986.
- PRAMANICK, P., BHARTIA, P. "A new model for the apparent characteristic impedance of finned waveguide and finlines". IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. MTT-34, no. 12, pp. 1437-1441, december 1986
- RIAZIAT, M., ZUBECH, I., BANDY, S., ZDASIUK, G. "Coplanar waveguides used in 2-18 GHz distributed amplifier". IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, june 1986.
- RIAZIAT, M., PAR, E., ZDASIUK, G., BANDY, S., GLENN, M. "Monolithic millimeter wave CPW circuits". IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest pp. 525-528, 1989.
- RUXTON, J., WAHLDIECK, R., HOEFER, W. J. R. "A 20 GHz FET amplifier in an integrated finline/microstrip configuration". IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 769-772, 1988.
- RUXTON, J., HOEFER, W. J. R. "A quasi-planar FET amplifier in integrated finline and microstrip technique". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, no. 2, pp. 429-432, february 1989.
- SCHIEK, B. "Hybrid branchline couplers. A useful new class of directional couplers". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-22, no. 10, pp. 864-869, october 1974.
- SCHIEK, B., KÖHLER, J. "An improved microstrip-to-microslot transition". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, pp. 231-233, april 1976.
- SCHMIDT, L. P., ITOH, T. "Spectral domain analysis of dominant and higher order modes in fin-lines". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-28 pp. 981-985, september 1980.
- SCHUPPERT, B. "Microstrip/slotline Transitions: modeling and experimental investigation". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 8, pp. 1272-1282, august 1988.
- SCHUPPERT, B. "Analysis and design of microwave balanced mixers". IEEE trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-34, no. 1, january 1986.
- SHARMA, A. K., HOEFER, W. J. R. "Empirical expressions for finline design". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-31, pp. 350-356, april 1983.

SOLBACH, K. "*The status of printed millimeter-wave E-plane circuits*". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-31, no. 2, pp. 107-121, february 1983.

SORRENTINO, R., ITOH, T. "*Transverse resonance analysis of finline discontinuities*". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol MTT-32, no. 12, pp. 1633-1638, december 1984

SPIELMAN, B. E. "*Millimeter-wave monolithic integrated circuits*". IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 405-408, 1988.

TARUSAWA, Y., OGAWA, H., HIROTA, T. "*A new constant-resistance ASK modulator using double MIC*". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol MTT-35 no. 9, pp. 819-822, setember 1987

UPTON, M. A. G., JACOMB-HOOD, A. W., CHAO. P. C., NIGHTINGALE, S. J., MERILL, J. D. "*EHF monolithic receive module technology*". Military Microwaves. Conference Proceedings, pp. 173-178, 1986.

ZHANG, Q., ITOH, T. "*Computer-aided design of evanescent-mode waveguide filter with nontouching E-plane fins*". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 2, pp. 404-412, february 1988.