



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

# **INGENIERIA DE MICROONDAS EN TELECOMUNICACIONES Y CURSO INTRODUCTORIO**

*PRESENTADO EN LA CD. DE MEXICO, PARA:*

*LA DIVISION DE EDUCACION CONTINUA,  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
UNIVERSIDAD NACIONAL DE MEXICO.*

*POR:*

*PROFESOR. RENATO G. BOSISIO  
ECOLE POLYTECHNIQUE  
UNIVERSITE DE MONTREAL.  
QUEBEC, CANADA.*

*MAYO 1992.*

## ECUACION DE CIRCUITOS .

### Ecuación de Maxwell:

$$\bar{\nabla} \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = -j\omega \bar{M} \bar{H}$$

$$\bar{\nabla} \times \bar{H} = -\frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = j\omega \bar{M} \bar{E}$$

$$\bar{\nabla} \times \bar{B} = 0$$

$$\bar{\nabla} \times \bar{A} = 0$$

$$\bar{\nabla} \times \bar{\nabla} \times \bar{E} = -j\omega \bar{M} \bar{\nabla} \times \bar{H}$$

$$= -j\omega \bar{M} j\omega \bar{E}$$

$$= -\omega^2 \bar{M} \bar{E}$$

$$\bar{\nabla} \times \bar{\nabla} \times \bar{E} = -\bar{\nabla} (\bar{D} \cdot \bar{E}) = -D^2 \bar{E}$$

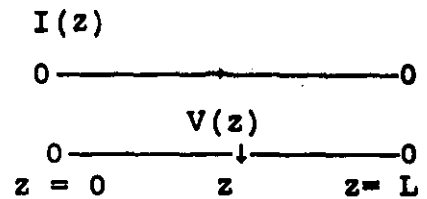
$$= -\nabla^2 \bar{E}$$

$$\nabla^2 \bar{E} = \omega^2 \bar{M} \bar{E} \quad k_c^2 = \omega^2 \bar{M}$$

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + k_x^2 E_z + k_y^2 E_z - k_c^2 E_z = 0$$

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + k^2 E_z = 0 \quad k^2 = k_x^2 + k_y^2 - k_c^2$$

$\beta$  = constante de propagación.

Ecuación de línea de transmisión.Constante de propagación  $\beta$ 

$$\frac{\partial V}{\partial z} = ZI \quad Z = \text{influencia por unidad de medida}$$

$$\frac{\partial I}{\partial z} = YV \quad Y = \text{admitancia por unidad de medida}$$

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} + ZYV = 0 \quad (1)$$

$$V(z) = V_1 e^{-j\beta z} + V_2 e^{j\beta z} \quad \text{Solución de (1)}$$

donde  $\beta^2 = ZY$

$$\beta^2 = ZY$$

Entonces

$$\frac{\partial^2 I}{\partial z^2} + ZYI = 0$$

$$I(z) = I_1 e^{-j\beta z} + I_2 e^{j\beta z}$$

 $\beta$  = Constante de propagación

$$\bar{\nabla} \times \bar{E} = \frac{-\partial \bar{B}}{\partial T} = -j\omega \bar{M} \bar{H}$$

$$\bar{\nabla} \times \bar{H} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial T} = j\omega \epsilon \bar{E}$$

$$\bar{\nabla} \cdot \bar{D} = 0$$

$$\bar{\nabla} \cdot \bar{D} = 0$$

ECUACION DE ONDAEcuaciones de Maxwell.

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = \nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} = -\nabla^2 \vec{E}$$

$$-\nabla^2 \vec{E} = -j\omega M \nabla \times \vec{H}$$

$$\nabla^2 \vec{E} = +j\omega M j\omega \epsilon \vec{E}$$

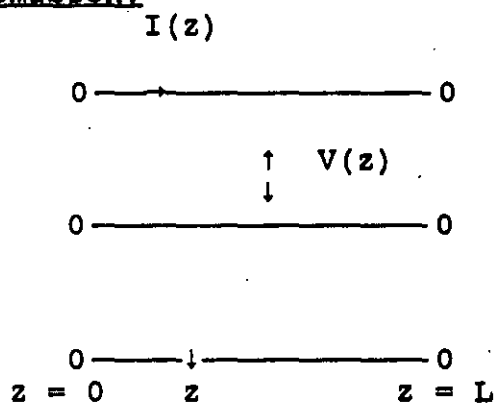
$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad k^2 = \omega^2 M \epsilon$$

$$\partial^2 E_z / \partial z^2 + k^2 E_z = 0$$

Ecuación de línea de transmisión.

$$\frac{\partial V}{\partial z} = ZI$$

$$\frac{\partial I}{\partial z} = -YV$$



$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = -ZYV$$

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = \beta^2 V = 0$$

$$V = V_{+0}^{-j\beta z} + V_{-0}^{j\beta z}$$

$$\frac{\partial V}{\partial z^2} + ZYV = 0$$

$$I = I_{+0}^{-j\beta z} + I_{-0}^{j\beta z}$$

Impedancia característica  $Z_0$ .

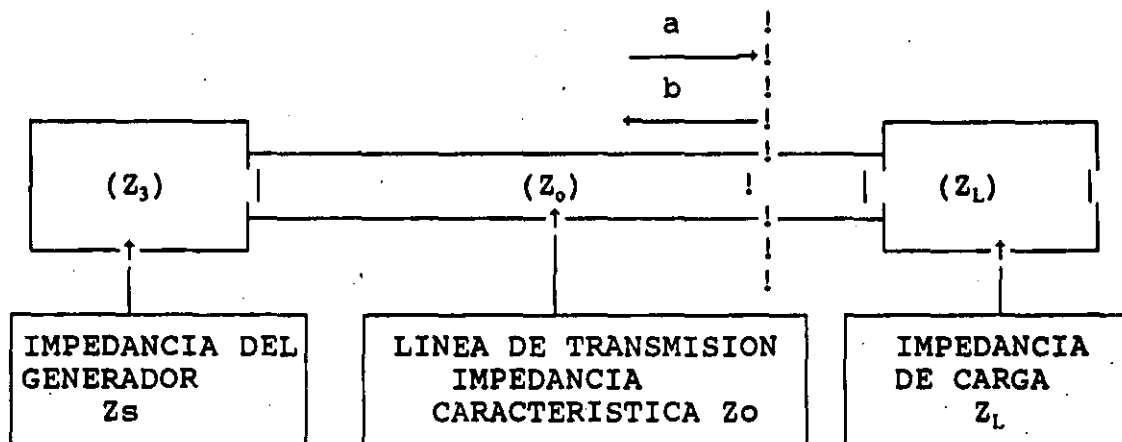
$$Z_0 = \frac{V^2}{2P} = \left( \frac{V}{I} \right)^2 = - \left( \frac{V}{I} \right)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}}$$

Impedancia de interacción  $K$ .

$$\begin{aligned} K &= E^2 / 2\beta^2 P \\ &= \left( \frac{-\partial V}{\partial z} \right)^2 / 2\beta^2 P \\ &= \beta^2 V^2 / 2\beta^2 P \\ &= V^2 / 2P \\ K &= Z_0 \end{aligned}$$

**COEFICIENTE DE REFLEXION EN EL PLANO DE REFERENCIA DE LA CARGA.**



"a" = Onda incidente normalizada en "R"

$$= V + / \sqrt{Z_o}$$

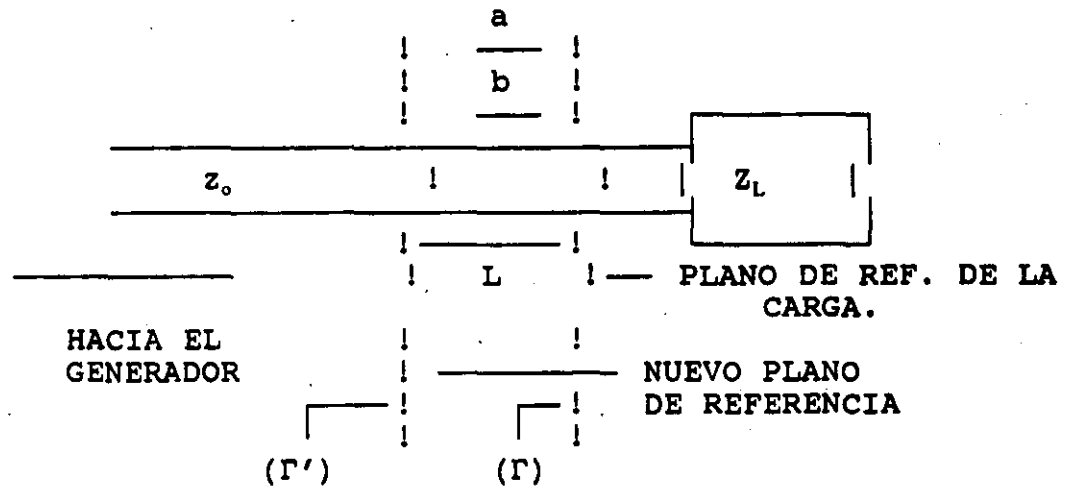
"b" = Onda reflejada normalizada "R"

$$= V - / \sqrt{Z_o}$$

$\Gamma$  =  $b/a$  = Coeficiente de reflexión en el plano "R".

$$\Gamma = |\Gamma| e^{i\phi}$$

**COEFICIENTE DE REFLEXION EN EL PLANO DE REFERENCIA DIFERENTE DEL PLANO DE REFERENCIA DE LA CARGA.**



**VALORES DE ONDAS NORMALIZADAS EN "R".**

$$a' = a e^{+j\beta L}$$

$$y \ b' = b e^{-j\beta L}$$

**NUEVO VALOR DEL COEFICIENTE DE REFLEXION.**

**Coeficiente =  $\Gamma'$**

$$\Gamma' = \frac{b'}{a'} = \frac{b e^{-j\beta L}}{a e^{+j\beta L}} = \Gamma e^{-2j\beta L}$$



**POTENCIA INCIDENTE Y REFLEJADA Y ONDAS NORMALIZADAS.**

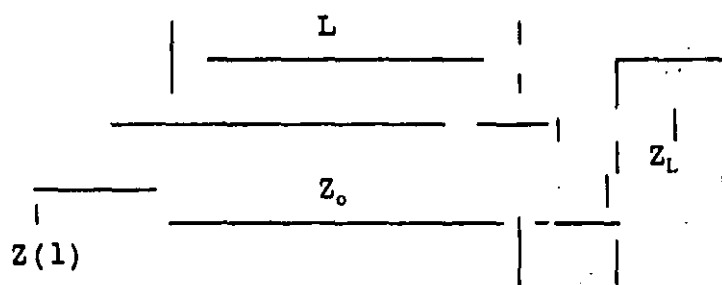
ONDA NORMALIZADA =  $V_+ / \sqrt{Z_0} = a$   
(incidente)

NOTA  $\frac{a a^*}{2} = \frac{V_+^2}{2 Z_0} = P$  incidente

ONDANORMALIZADA =  $V_- / \sqrt{Z_0} = b$   
(reflejada)

NOTA  $\frac{b b^*}{2} = \frac{V_-^2}{2 Z_0} = P$  reflejada

**IMPEDANCIA  $Z(L)$  DE UNA LINEA DE TRANSMISION A LA DISTANCIA "L" DESDE EL PLANO DE REFERENCIA DE UNA CARGA  $Z_L$ .**



$$Z(L) = \frac{V(L)}{I(L)} = \frac{V_+ e^{+j\beta L} + V_- e^{-j\beta L}}{\frac{V_+ e^{+j\beta L}}{Z_0} - \frac{V_- e^{-j\beta L}}{Z_0}}$$

$$Z(L) = Z_0 \left( \frac{1 + \Gamma_{oe}^{-2j\beta L}}{1 - \Gamma_{oe}} \right)$$

$$\text{IF } L = 0 \rightarrow Z(L) = Z(0) = Z_L$$

$$Z_L = Z_o \frac{(1 + \Gamma_o)}{(1 - \Gamma_o)}$$

$$\frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} = \Gamma_o$$

**CARTA DE SMITH.**

Plano  $\Gamma$   $|\Gamma|e^{j\phi} = u + jv$

Provee información sobre el coeficiente de reflexión  $\Gamma$ .

(AMPLITUD Y FASE)

PLANO Z  $R + jX = Z_0 (r + jx)$

Provee información sobre impedancia (real e imaginaria).

$$\Gamma = (Z_L - Z_0) / (Z_L + Z_0)$$

$$\Gamma = (Z_L / Z_0 - 1) / (Z_L / Z_0 + 1)$$

$$\Gamma = (z - 1) / (z + 1)$$

$$z = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{R_L}{Z_0} + \frac{jX_L}{Z_0} = r + jx$$

$$r = \frac{R_L}{Z_0}$$

$$x = X_L / Z_0$$

**CARTA DE SMITH.**

$$\Gamma = u + jv$$

$$\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \frac{Z_L}{Z_0} = r + jx$$

$x$  = Coeficiente de acoplamiento

$$= \frac{Z_{oo} - Z_{oo}}{Z_{oo} + Z_{oo}}$$

$Z_{oo}$  = impedancia del modo impar

$Z_{oo}$  = impedancia del modo par



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

# MODELIZACION MESFET/HEMT

## ALTA FRECUENCIA.

*Profesor Angel Mediavilla.  
Depto. de Electrónica  
Lab. Microondas.  
Universidad de Cantabria, España.*

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**  
**DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA**  
**LABORATORIO DE MICROONDAS**

**Medida de Parámetros de Scattering en  
dispositivos de Microondas  
y Modelización Líneal de transistores MESFET**

José M<sup>a</sup> Zamanillo Sainz de la Maza

**TESINA DE LICENCIATURA**  
Santander, Febrero 1992



# Prefacio

## Importancia de la Modelización en dispositivos de microondas

A la hora de proceder al diseño de sistemas de alta frecuencia, tanto en tecnología híbrida, como monolítica un porcentaje muy elevado del éxito de este diseño depende de como se tengan caracterizados los componentes de dicho sistema. De ahí la gran importancia que tiene una buena modelización de dichos componentes.

La modelización a su vez depende de la exactitud con que se hayan efectuado las medidas del dispositivo que se quiera modelizar.

Este trabajo pretende mejorar la medida de dispositivos de microondas ( activos y pasivos ) y proceder a modelizar uno de los componentes más utilizados en los sistemas de microondas, como es el transistor MESFET.



# INDICE

**Introducción**

**Capítulo 1** Analizadores de redes y Modelos de error para redes de dos puertas.

**Capítulo 2** Calibración TRL en medidas no coaxiales. El problema del De - embedding.

**Capítulo 3** Modelado líneal de transistores MESFET.

**Capítulo 4** Resultados de la extracción automática del circuito equivalente de un transistor MESFET en chip.

**Apendice A** Resumen de modelos y formulación

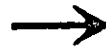
**Referencias Bibliográficas**





## INTRODUCCION

- El rápido avance de las telecomunicaciones ha producido una saturación del espectro electromagnético.
- Importancia de las microondas (  $f > 1 \text{ GHz}$  ).
- Tipos de interconexión entre componentes de microondas:
  - Líneas de transmisión:
    - Líneas abiertas:
    - Líneas coaxiales
    - Líneas impresas (estructura planar)
  - Guías de Onda:
    - Guía de onda rectangular
    - Guía de Onda Cilíndrica



# Capítulo 1

## Analizadores de Redes y Modelos de error para redes de dos puertas

**Tipos de analizadores de redes:**

- Escalar automático
- Vectorial automático
- De seis puertas

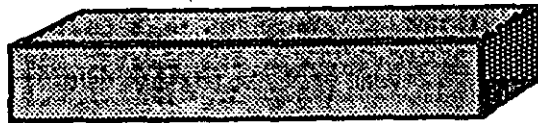
**Este trabajo se ha estudiado el funcionamiento del analizador de redes vectorial automático, en concreto en el modelo HP8510C de la firma Hewlett Packard.**



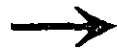
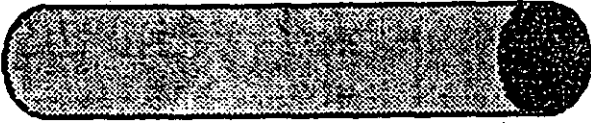
# Tipos de Guías de Onda

TIPOS DE GUIA DE ONDA

RECTANGULAR



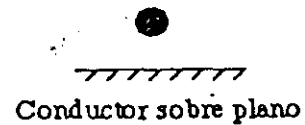
CILINDRICA



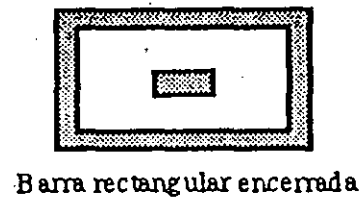
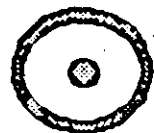
# Tipos de Líneas de Transmisión

## TIPOS DE LINEAS DE TRANSMISION

LINEAS ABIERTAS



LINEAS COAXIALES



LINEAS IMPRESAS



Figura I.1



## Definición de Parámetros de Scattering para una red de dos puertas

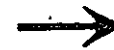
Fueron introducidos por K. Kurokawa en 1965

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \rightarrow \text{Coeficiente de reflexión a la entrada con la salida adaptada}$$

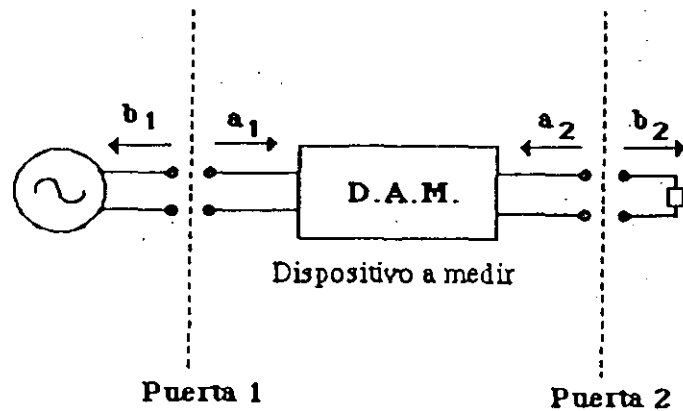
$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \rightarrow \text{Coeficiente de transmisión a la entrada con la salida adaptada}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \rightarrow \text{Coeficiente de transmisión a la salida con la entrada adaptada}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \rightarrow \text{Coeficiente de reflexión a la salida con la entrada adaptada}$$



# Definición de Parámetros de Scattering para una red de dos puertas



$$a_i = \frac{V_i + Z_0 \cdot I_i}{2 \cdot \sqrt{\text{Re}[Z_0]}}$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_0^* \cdot I_i}{2 \cdot \sqrt{\text{Re}[Z_0]}}$$

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

$$a_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2$$

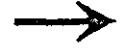
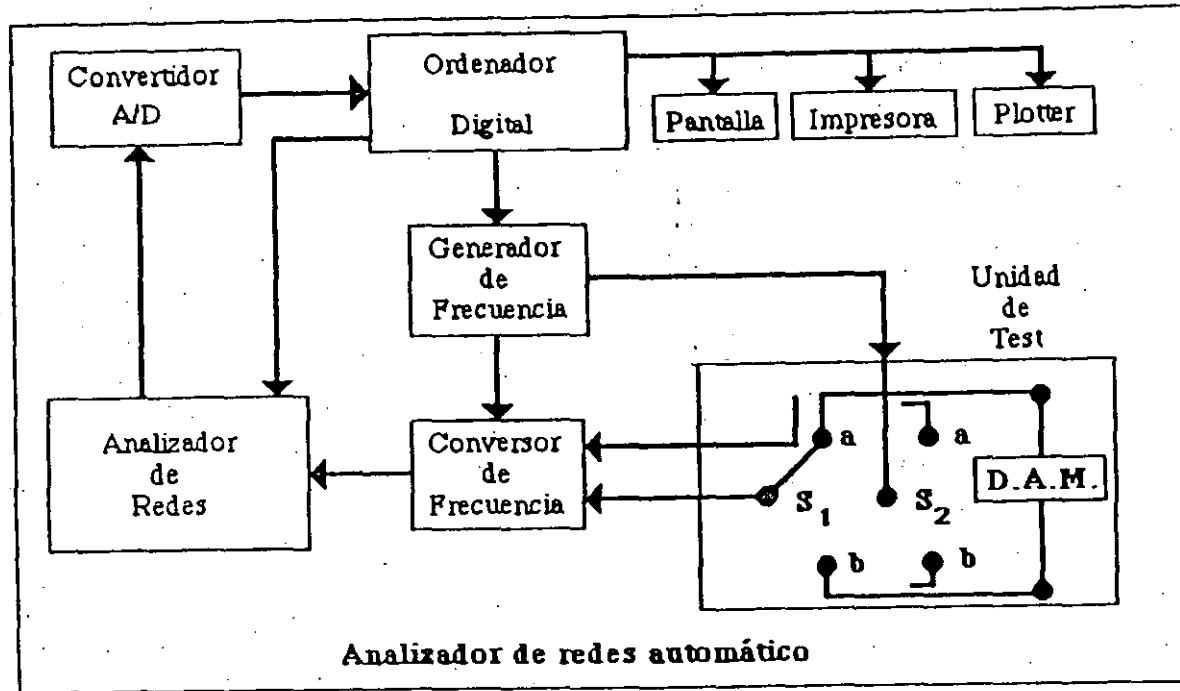
Esquema de una red de dos puertas

a = onda incidente

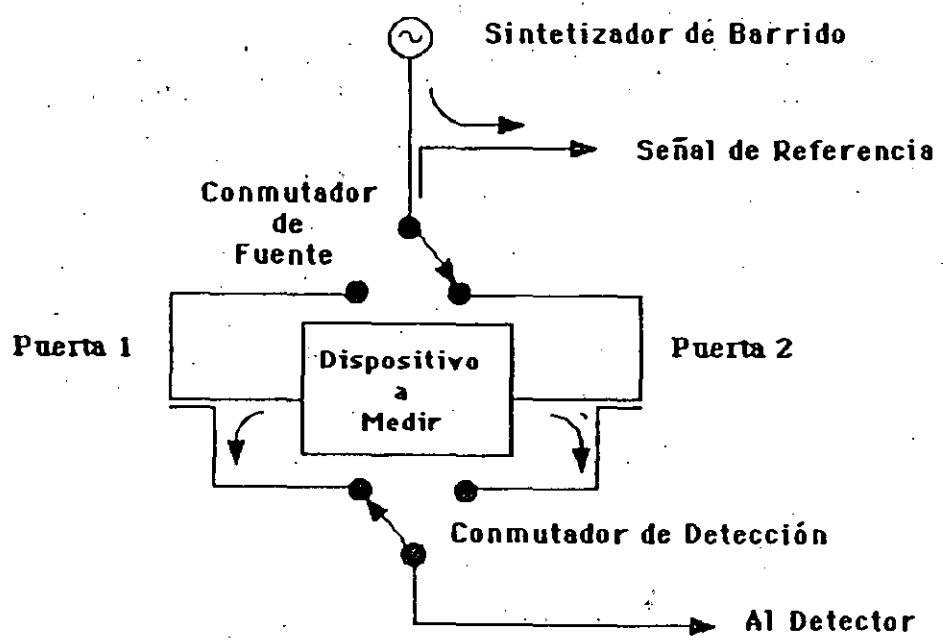
b = onda reflejada



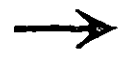
# Diagrama de bloques de un analizador de redes vectorial automático



# Esquema de la unidad de un analizador de redes vectorial automático



Esquema de la unidad de test de un analizador de redes automático.





## **Método de los doce Vectores de error**

**El significado físico de los parámetros de error es el siguiente:**

**Edf y Edr**

**Directividad finita en los acopladores direccionales.**

**Esf y Esr**

**Desadaptaciones en las puertas 1 y 2 .**

**Erf y Err**

**Variaciones de ganancia y fase internas del analizador al cambiar la frecuencia de barrido.**

**Etf y Etr**

**Variaciones de ganancia y fase internas del analizador debidas al proceso de transmisión.**

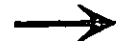
## Método de los doce Vectores de error

**Elf y Elr**

Desadaptación en la puerta contraria a la que se está midiendo.

**Exf y Exr**

Perdidas internas de una puerta a otra .



## Capítulo 2

### Calibración TRL en medidas no-coaxiales

#### El problema del De-embedding

El proceso de calibrado engloba todos los efectos sistemáticos de las medidas como son:

- Perdidas por fugas.
- Transiciones coaxial-microstrip imperfectas.
- Desadaptaciones internas y externas.
- Respuesta frecuencial.

De-embedding es el proceso de separación de las características del circuito de conexión de las del dispositivo a medir D.A.M.

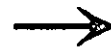
## Calibración TRL en medidas no-coaxiales

Existen gran cantidad de técnicas de calibración, entre las más utilizadas estan las siguientes:

- Full two port.
- OSL (Open-Short-Load ).
- TRL ( Thru-Reflect-Line ).

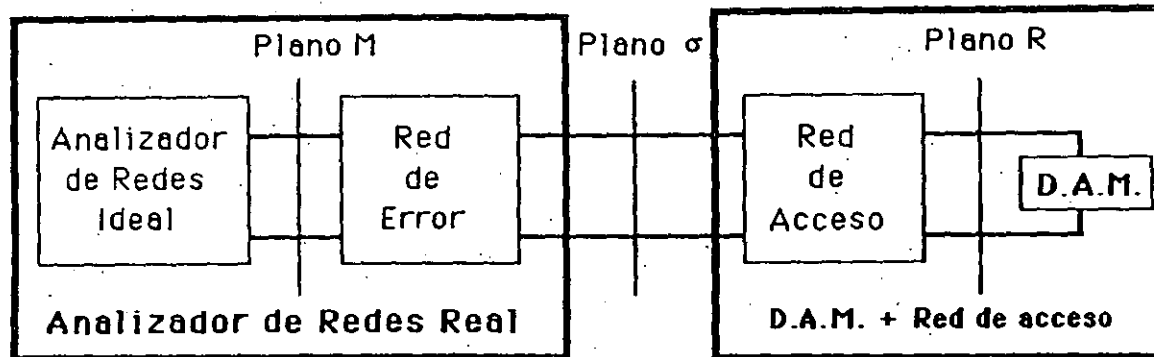
Ventajas de la técnica de calibración TRL:

- Simplicidad de construcción de los patrones ó estandares.
- Excelentes resultados.



## El problema del De-embedding.

El proceso de De-embedding es realizado por el propio analizador de redes automático a partir de unos patrones ó estandares , que previamente hemos de medir, cuya respuesta es conocida de antemano.



M = Plano de medida

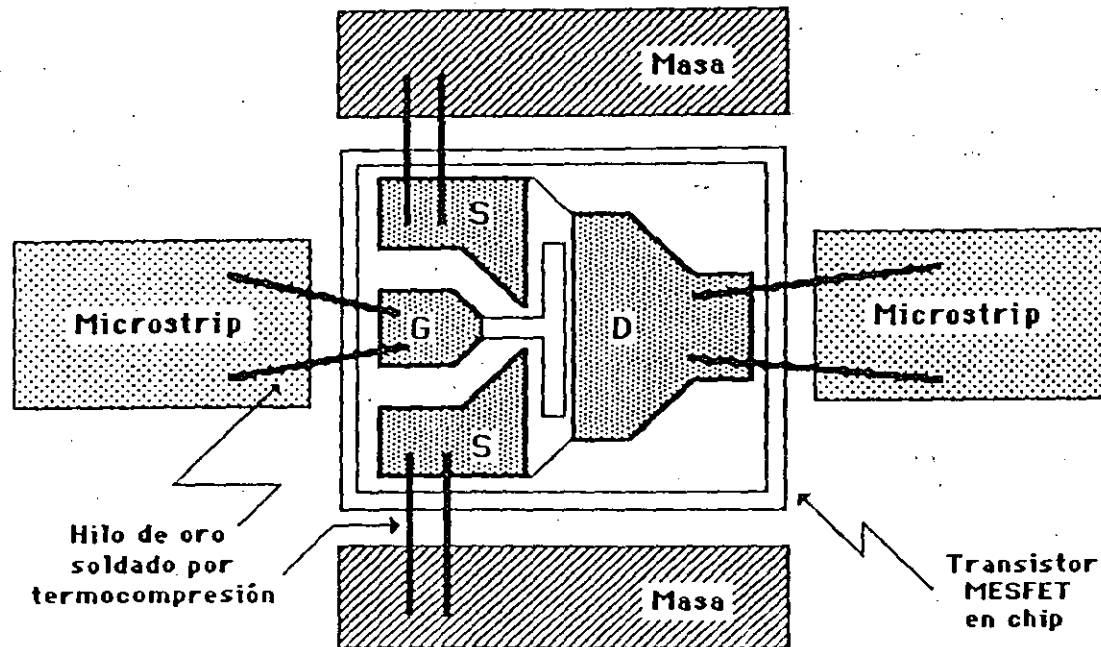
$\sigma$  = Plano situado en los extremos de la red de acceso

R = Plano situado en los extremos del dispositivo a medir

Diagrama del proceso de De-embedding

## El problema del De-embedding.

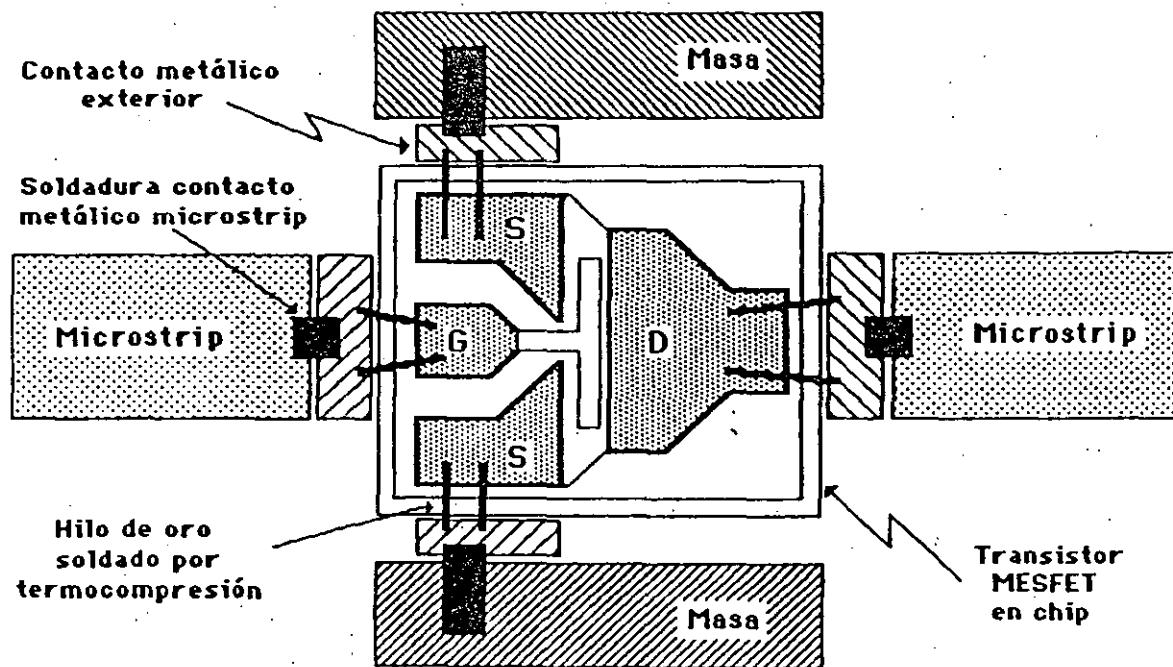
Calibrado Total = Calibrado de errores + De-embedding



Esquema de montaje de un transistor MESFET en chip.



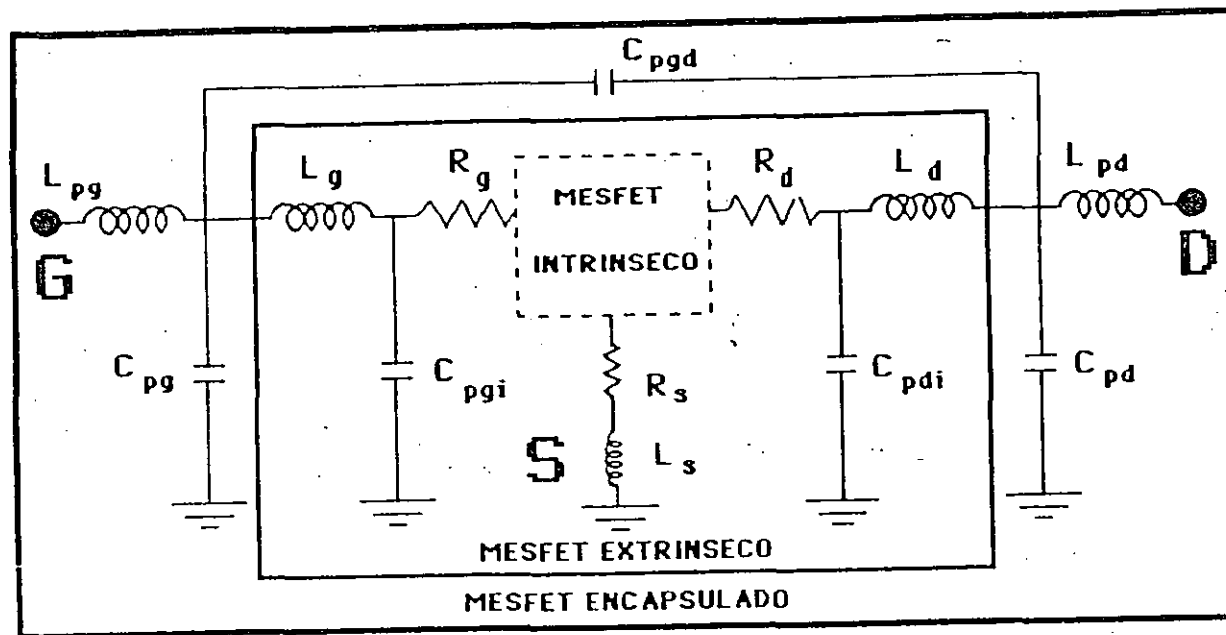
## El problema del De-embedding.



Esquema de montaje de un transistor MESFET encapsulado.



# Elementos Parásitos de un transistor MESFET



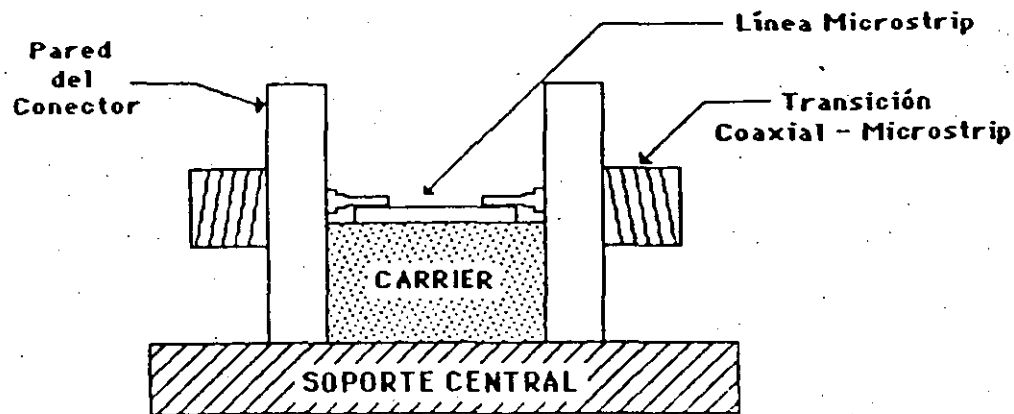


## Diseño de un Test-Fixture

Test-Fixture = Soporte + Conjunto de estándares de calibración

El Test-Fixture diseñado se compone de:

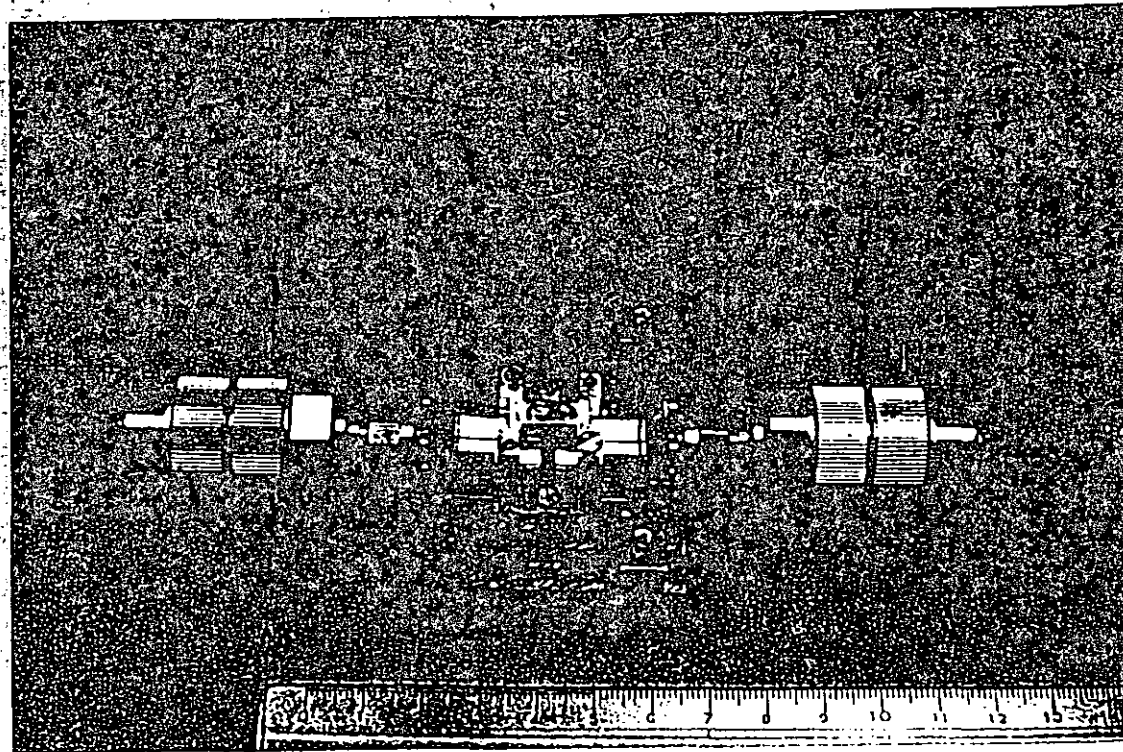
- Dos soportes móviles para la transición coaxial-microstrip.
- Cuatro soportes intercambiables ( Midsections ó Carriers ).
- Soporte central del sistema ( en forma de H ).
- Diferentes cubiertas para cada tipo se transistor.

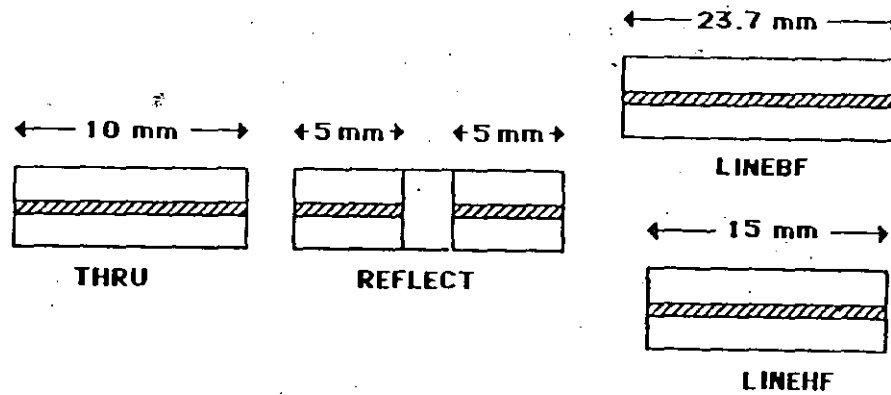


Esquema del Test-Fixture

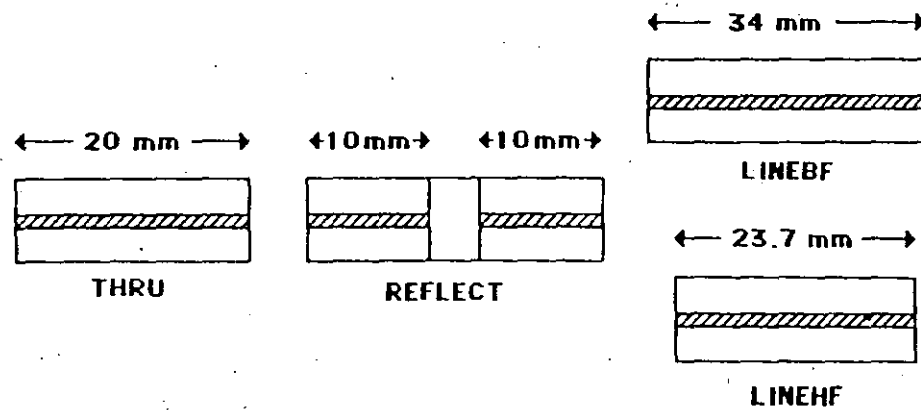


# Fotografía del Test-Fixture





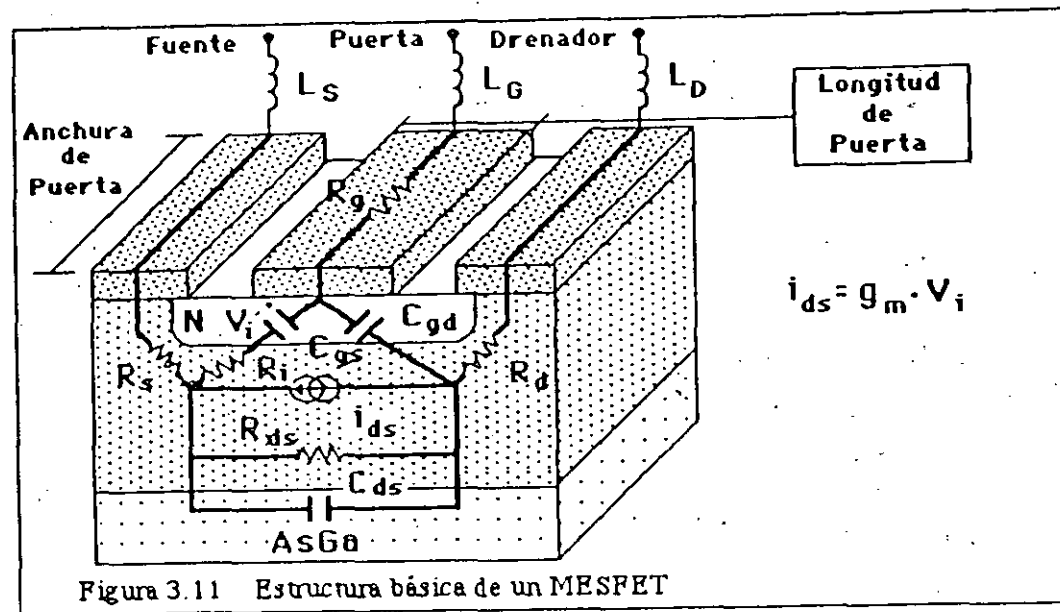
**Lineas microstrip a utilizar en el TRL 0.5 a 10 GHz**



Lineas microstrip

# Capítulo 3

## Modelado líneal de transistores MESFET



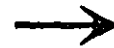
Estructura básica de un transistor MESFET de AsGa.



## Modelado líneal de transistores MESFET

### Párametros intrínsecos:

- $C_{gd}$ ,  $C_{gs}$  representan la capacidad total de puerta en el canal.
- $C_{ds}$  representa la capacidad drenador-substrato.
- $R_i$  y  $R_{ds}$  representan los efectos resistivos de canal.
- $G_m$  representan una fuente de corriente controlada por la tensión  $V_i$  existente en el condensador  $C_{gs}$ .
- $\tau$  ( ) representa el tiempo de transito de los portadores de carga.



## Modelado líneal de transistores MESFET

### Párametros extrínsecos ( parásitos chip ):

- $R_s$  ,  $R_d$  ,  $R_g$  representan las resistencias de acceso de fuente, drenador y puerta respectivamente.
- $L_s$  ,  $L_d$  ,  $L_g$  representan las inductancias propias de los hilos de las conexiones ( bonding ).
- $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  representan las capacidades de empaquetamiento ó encapsulado de puerta y drenador respectivamente, del transistor en chip.



## Modelado líneal de transistores MESFET

### Elementos parásitos del transistor encapsulado:

- $L_{pg}$  ,  $L_{pd}$  representan las inductancias propias de los hilos de las conexiones del transistor encapsulado.
- $C_{pg}$  ,  $C_{pd}$  y  $C_{pgd}$  representan las capacidades de encapsulado de puerta , drenador y realimentación puerta-drenador, del transistor encapsulado.



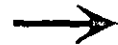
## Métodos de Extracción de Parámetros

En este trabajo se han estudiado básicamente dos métodos para la extracción de los elementos circuitales de un transistor MESFET :

- Método de Dambrine.
- Método de J. Michael Golio.

Ambos métodos coinciden en la forma de extraer los parámetros intrínsecos del transistor MESFET, pero se diferencian en la forma de evaluar los componentes extrínsecos de dicho transistor.

El método de Golio sólo permite extraer las inducciones parásitas  $L_s$ ,  $L_d$ ,  $L_g$  suponiendo que las resistencias de acceso  $R_s$ ,  $R_d$ ,  $R_g$  y las capacidades de empaquetado en el chip  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  son conocidas.

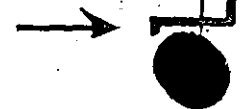




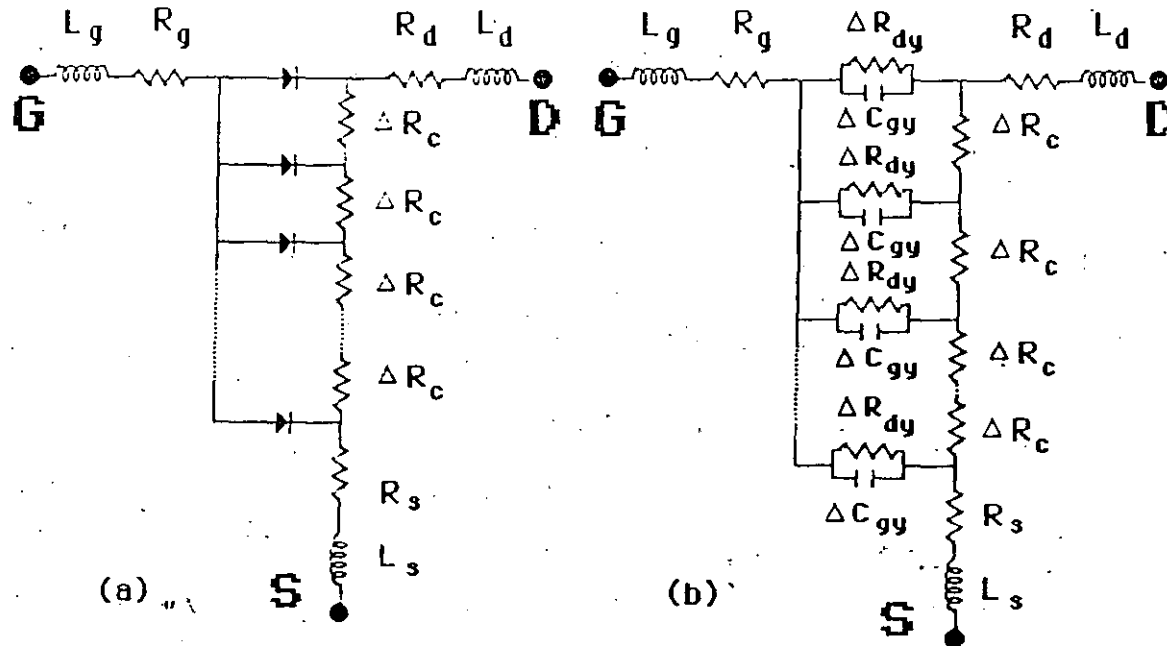
## Métodos de Extracción de Parámetros

El método de Dambrine procede a la extracción de todos los elementos extrínsecos a partir de la medida del transistor en ciertos puntos de polarización:

- $V_{ds} = 0$  y  $V_{gs} > 0$  para la extracción de las resistencias de acceso.
- $V_{ds} = 0$  y  $V_{gs} > 0$  para la extracción de las inducciones de acceso.
- $V_{ds} = 0$  y  $V_{gs} < V_p$  para la extracción de las capacidades de empaquetado.



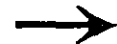
## Extracción de las resistencias extrínsecas - Método de Dambrine



Circuito equivalente en parámetros distribuidos del transistor MESFET con  $V_{DS} = 0$ .

(a) La unión Schottky está modelada por diodos.

(b) La unión Schottky está modelada por celdas RC.



## Extracción de las resistencias extrínsecas - Método de Dambrine

Analizando el circuito anterior se llega a:

$$\operatorname{Re}[Z_{12}] = \operatorname{Re}[Z_{21}] = R_s + \frac{R_c}{2}$$

$$\operatorname{Re}[Z_{22}] = R_s + R_d + R_c$$

$$C = R_s + R_d + \frac{R_c}{2}$$

Para resolver este sistema de 3 ecuaciones con 4 incógnitas, se proponen las siguientes soluciones:

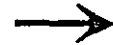
- 1 - Calcular  $R_s + R_d$  utilizando el método de Fukui.
- 2 - Hallar el valor de  $R_g$  a partir de las medidas en DC.
- 3 - Hallar el valor de  $R_s$  y  $R_d$  a partir de las medidas en DC.
- 4 - Calcular  $R_c$  en caso de conocer las características tecnológicas del canal.

## Extracción de las resistencias extrínsecas - Método de Vogel

El método de Vogel nos permite calcular las resistencias de acceso a partir de la medida de parámetros [ S ] a baja frecuencia  $f < 500$  MHz.

Dicho método parte de dos medidas:

- 1 - Medida de parámetros [ S ] para  $V_{ds} = 0$  y  $V_{gs} > 0$ .
- 2 - Medida de parámetros [ S ] con la fuente en circuito abierto y el drenador a tierra.



## Extracción de las inducciones extrínsecas - Método de Dambrine

A partir del circuito equivalente del transistor MESFET, visto anteriormente para  $V_{ds} = 0$  se obtiene que:

$$L_s = \frac{\text{Im}[Z_{12}]}{\omega}$$

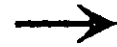
$$L_d = \frac{\text{Im}[Z_{22}]}{\omega} - L_s = \frac{\text{Im}[Z_{22}] - \text{Im}[Z_{12}]}{\omega}$$

$$L_g = \frac{\text{Im}[Z_{11}]}{\omega} - L_s = \frac{\text{Im}[Z_{11}] - \text{Im}[Z_{12}]}{\omega}$$

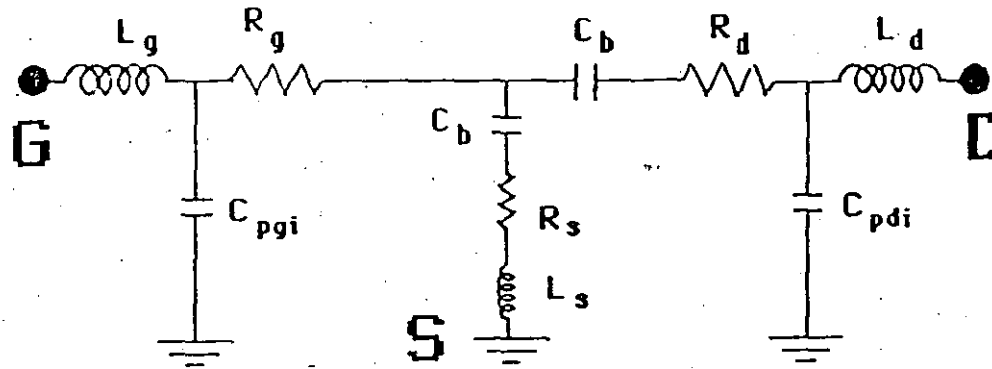
## Extracción de las inducciones extrínsecas - Método de Golio

El método de Golio extrae las inducciones extrínsecas, mediante el siguiente algoritmo iterativo:

- 1 Inicialmente  $L_s$ ,  $L_d$ ,  $L_g$  son puestos a cero.
- 2 Evaluar el resto de los componentes intrínsecos
- 3 Reconstruir la Matriz  $[S]_{\text{mod}}$  modelada a partir de los datos extraídos.
- 4 Comparar  $[S]_{\text{mod}}$  con  $[S]_{\text{medida}}$ .
- 5 Si el error es grande se incrementa  $L_s$  y se vuelve al paso 1, caso contrario los valores extraídos de  $L_s$ ,  $L_d$  y  $L_g$  son aceptables. Fin de algoritmo.



## Extracción de las capacidades extrínsecas - Método de Dambrine



Circuito equivalente del transistor MESFET con  $V_{ds} = 0$  y  $V_{gs} < V_p$ .

Analizando el circuito anterior, se obtiene:

$$C_b = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

$$C_{pgi} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] - 2 \cdot C_b}{\omega} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + 2 \cdot \text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

$$C_{pdi} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] - C_b}{\omega} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

## Extracción Intrínseca

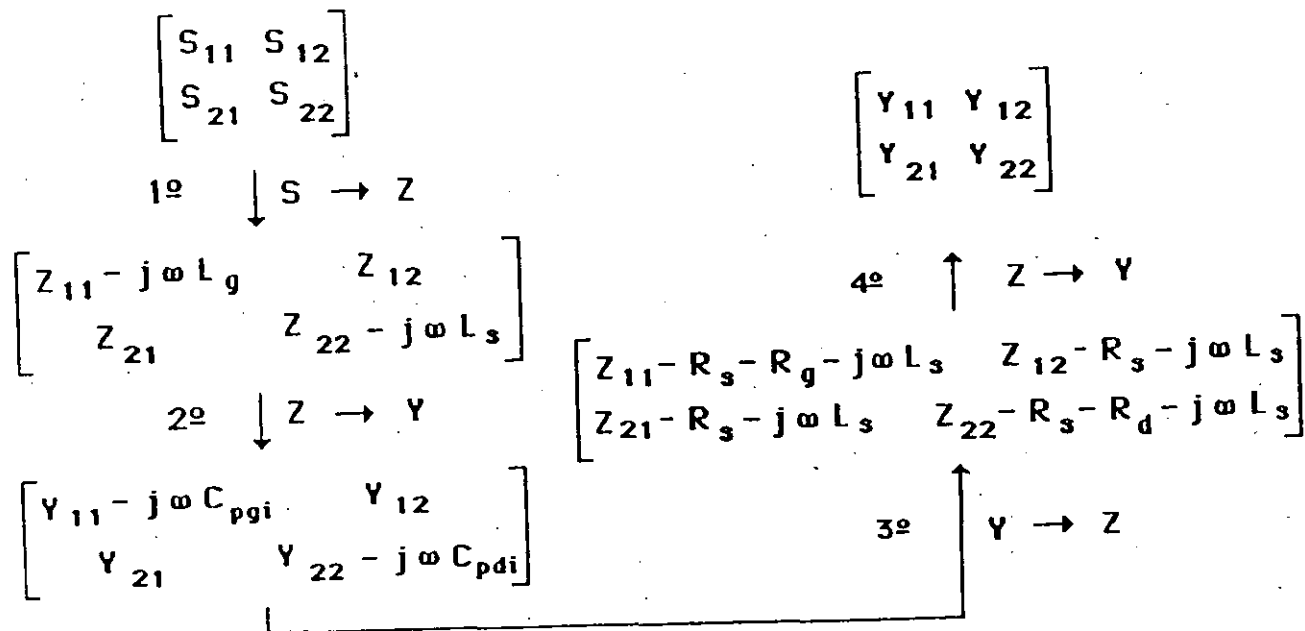
Para la extracción intrínseca en ambos métodos se estudiarán los siguientes modelos de MESFET:

- Modelo de Dambrine.
- Modelo de Dambrine Modificado.
- Modelo de Hans-Olof Vickers.
- Modelo extendido de pequeña señal de Berroth y Bosch.
- Modelo de J. Michael Golio.

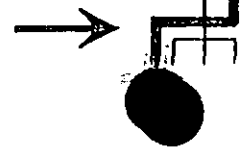




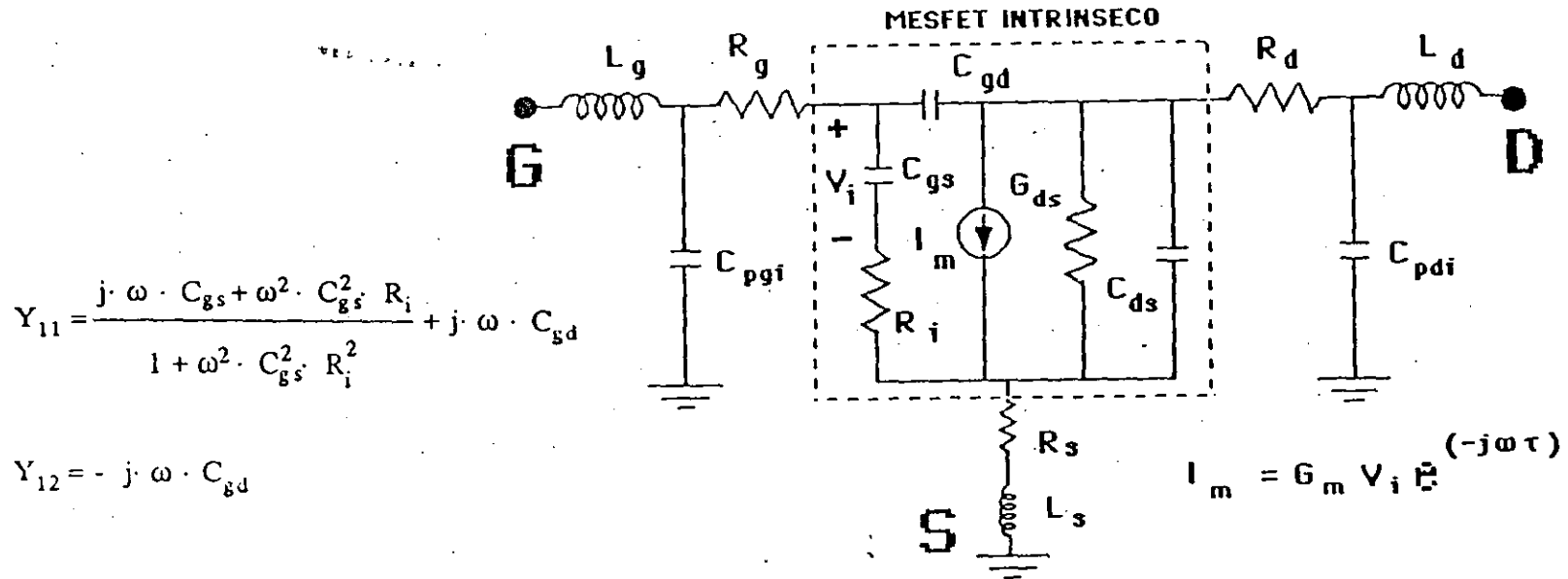
# Conversión [ S ] extrínseca $\rightarrow$ [ Y ] intrínseca



Obtención de la matriz [ Y ] correspondiente al dispositivo intrínseco a partir de la matriz [ S ] extrínseca medida experimentalmente para el transistor en chip.



# Modelo de Dambrine



$$Y_{11} = \frac{j \cdot \omega \cdot C_{gs} + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2} + j \cdot \omega \cdot C_{gd}$$

$$Y_{12} = -j \cdot \omega \cdot C_{gd}$$

$$Y_{21} = \frac{G_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i} - j \cdot \omega \cdot C_{gd}$$

$$Y_{22} = G_{ds} + j \cdot \omega \cdot (C_{ds} + C_{gd})$$

Modelo de Dambrine para el transistor MESFET de AsGa y parámetros [ Y ] para dicho modelo.



# Modelo de Dambrine

Ecuaciones exactas para la extracción de los parámetros intrínsecos correspondientes al modelo de Dambrine

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \cdot \left[ 1 + \frac{\text{Re}[Y_{11}]^2}{(\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2} \right]$$

$$R_i = \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{\text{Re}[Y_{11}]^2 \cdot (\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2}$$

$$G_m = \sqrt{\left( 1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2 \right) \cdot \left[ \text{Re}[Y_{21}]^2 + (\text{Im}[Y_{21}] + \omega \cdot C_{gd})^2 \right]}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \text{arctg} \left( \frac{-\text{Im}[Y_{21}] - \omega \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot \text{Re}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gd}}{\text{Re}[Y_{21}] - \omega \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot \text{Im}[Y_{21}] - \omega^2 \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot C_{gd}} \right)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] - \omega \cdot C_{gd}}{\omega}$$

$$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22}]$$



# Modelo de Dambrine

Ecuaciones aproximadas para la extracción de los parámetros intrínsecos correspondientes al modelo de Dambrine

Efectuando la aproximación  $\omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2 \ll 1$  resultan las siguientes expresiones:

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

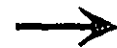
$$R_i = \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{(\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2}$$

$$G_m = \text{Re}[Y_{21}]$$

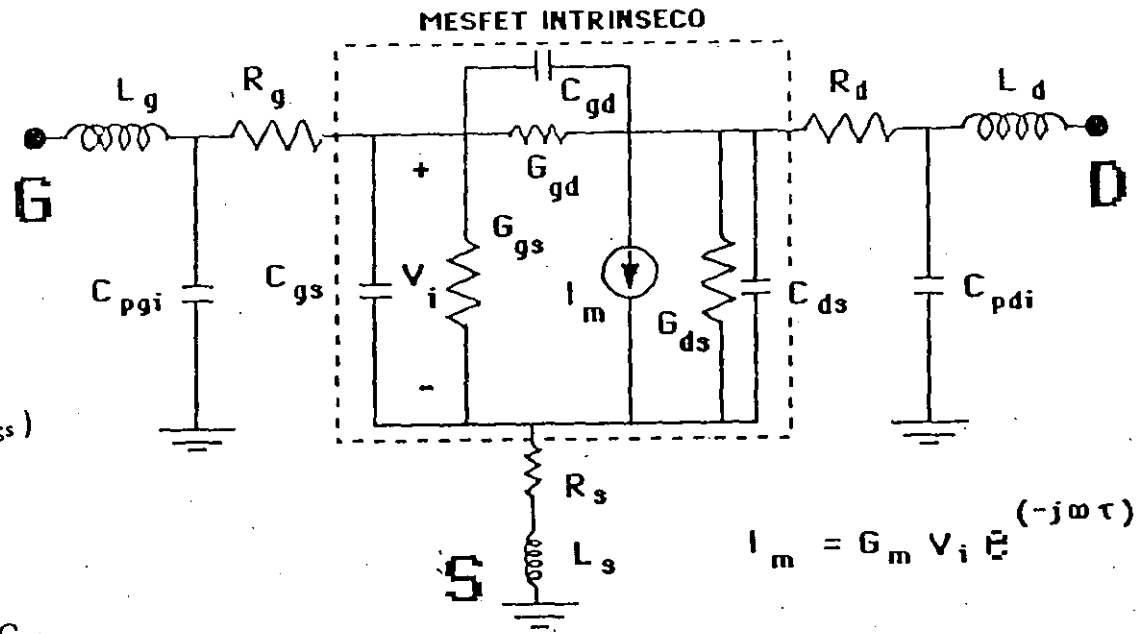
$$\tau = \frac{\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}]}{\omega \cdot \text{Re}[Y_{21}]} \cdot \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{\omega \cdot (\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])}$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

$$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22}]$$



# Modelo de Dambrine Modificado



$$Y_{11} = G_{gs} + G_{gd} + j \cdot \omega \cdot (C_{gd} + C_{gs})$$

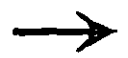
$$Y_{12} = -G_{gd} - j \cdot \omega \cdot C_{gd}$$

$$Y_{21} = G_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau} - G_{gd} - j \cdot \omega \cdot C_{gd}$$

$$Y_{22} = G_{ds} + G_{gd} + j \cdot \omega \cdot (C_{ds} + C_{gd})$$

$$I_m = G_m V_i e^{-j \omega \tau}$$

Modelo de Dambrine Modificado para el transistor MESFET de AsGa y parámetros [ Y ] para dicho modelo.



## Modelo de Dambrine Modificado

Ecuaciones exactas para la extracción de los parámetros intrínsecos correspondientes al modelo de Dambrine Modificado

$$C_{gd} = \frac{-\operatorname{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

$$C_{gs} = \frac{\operatorname{Im}[Y_{11}] + \operatorname{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

$$G_{gs} = \operatorname{Re}[Y_{11}] + \operatorname{Re}[Y_{12}]$$

$$G_{gd} = -\operatorname{Re}[Y_{12}]$$

$$G_m = \frac{\operatorname{Im}[Y_{21}] - \operatorname{Im}[Y_{12}]}{\sin\left[\operatorname{arctg}\left(\frac{\operatorname{Im}[Y_{21}] - \operatorname{Im}[Y_{12}]}{\operatorname{Re}[Y_{21}] - \operatorname{Re}[Y_{12}]}\right)\right]}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \operatorname{arctg}\left(\frac{\operatorname{Im}[Y_{21}] - \operatorname{Im}[Y_{12}]}{\operatorname{Re}[Y_{21}] - \operatorname{Re}[Y_{12}]}\right)$$

$$C_{js} = \frac{\operatorname{Im}[Y_{12}] + \operatorname{Im}[Y_{22}]}{\omega}$$

$$G_{js} = \operatorname{Re}[Y_{12}] + \operatorname{Re}[Y_{22}]$$

# Modelo de Dambrine Modificado

## Ecuaciones aproximadas para la extracción de los parámetros intrínsecos correspondientes al modelo de Dambrine Modificado

Efectuando la aproximación de bajas frecuencias  $f < 5$  GHz podemos efectuar las aproximaciones:

$$\sin \omega \cdot \tau \cong \omega \cdot \tau$$

$$\cos \omega \cdot \tau \cong 1 - \omega \cdot \tau$$

resultando las ecuaciones:

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

$$G_{gs} = \text{Re}[Y_{11}] + \text{Re}[Y_{12}]$$

$$G_{gd} = -\text{Re}[Y_{12}]$$

$$G_m = \text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}]$$

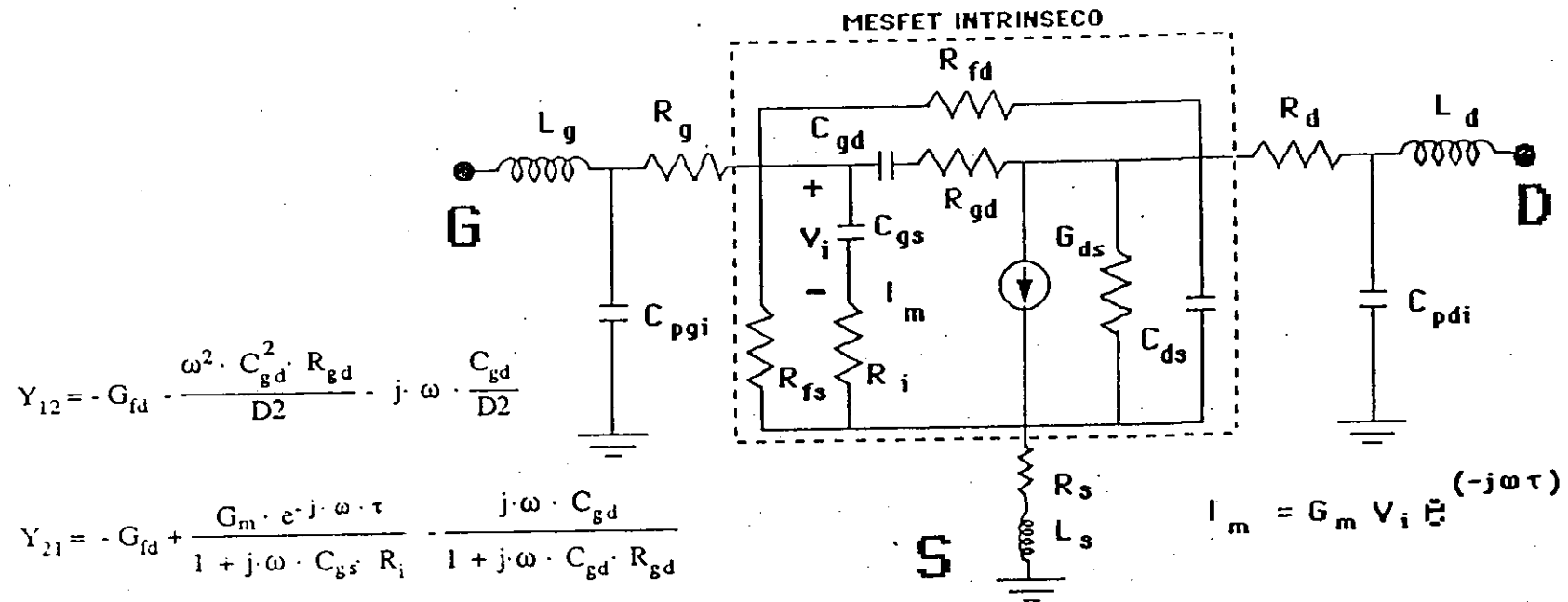
$$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \left( \frac{\text{Im}[Y_{21}] - \text{Im}[Y_{12}]}{\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}]} \right)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{12}] + \text{Im}[Y_{22}]}{\omega}$$

$$G_{ds} = \text{Re}[Y_{12}] + \text{Re}[Y_{22}]$$



## Modelo de Extendido de Berroth y Bosch



Modelo Extendido de Berroth y Bosch para el transistor MESFET de AsGa y parámetros [ Y ] para dicho modelo.

Donde:  $D1 = 1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2$  y  $D2 = 1 + \omega^2 \cdot C_{gd}^2 \cdot R_{gd}^2$



## Modelo de Extendido de Berroth y Bosch

Ecuaciones exactas para la extracción de los parámetros intrínsecos correspondientes al modelo Extendido de Berroth y Bosch

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \cdot \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}[Y_{12}] + G_{fd}}{\text{Im}[Y_{12}]} \right)^2 \right]$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \cdot \left[ 1 + \frac{(\text{Re}[Y_{11}] + \text{Re}[Y_{12}] - G_{fs})^2}{(\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2} \right]$$

$$R_{gd} = \frac{\text{Re}[Y_{12}] + G_{fd}}{\omega \cdot C_{gd} \cdot \text{Im}[Y_{12}]}$$

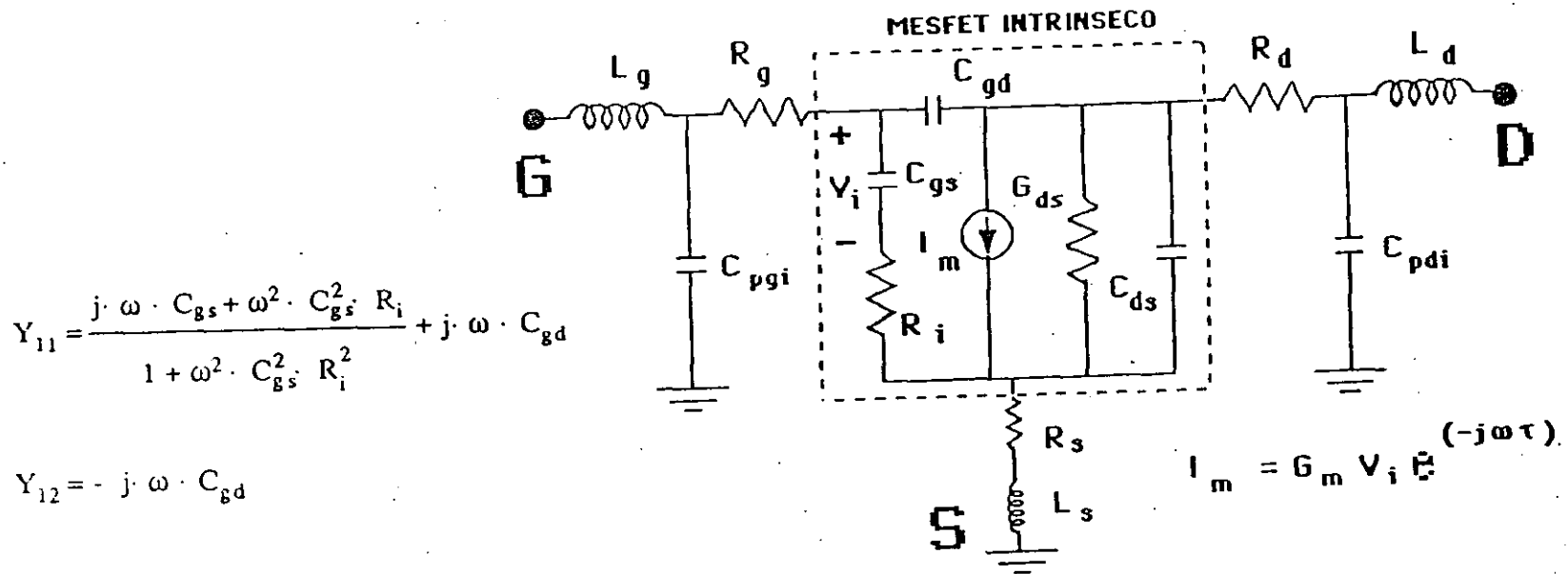
$$R_i = \frac{\text{Re}[Y_{11}] + \text{Re}[Y_{12}] - G_{fs}}{\omega \cdot C_{gs} \cdot (\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2}$$

$$G_m = \sqrt{D1 \cdot [(\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}])^2 + (\text{Im}[Y_{21}] - \text{Im}[Y_{12}])^2]}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \text{arctg} \left( \frac{\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}] - \omega \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot (\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}])}{\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}] - \omega \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot (\text{Im}[Y_{21}] - \text{Im}[Y_{12}])} \right)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad G_{ds} = \text{Re}[Y_{22}] + \text{Re}[Y_{12}]$$

# Modelo de J. Michael Golio



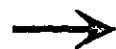
$$Y_{11} = \frac{j \cdot \omega \cdot C_{gs} + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2} + j \cdot \omega \cdot C_{gd}$$

$$Y_{12} = -j \cdot \omega \cdot C_{gd}$$

$$Y_{21} = \frac{G_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i} - j \cdot \omega \cdot C_{gd}$$

$$Y_{22} = G_{ds} + j \cdot \omega \cdot (C_{ds} + C_{gd})$$

Modelo J. Michael Golio para el transistor MESFET de AsGa y parámetros [ Y ] para dicho modelo.



## Modelo de J. Michael Golio

Ecuaciones exactas para la extracción de los parámetros intrínsecos correspondientes al modelo J. Michael Golio

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \cdot \left[ 1 + \frac{\text{Re}[Y_{11}]^2}{(\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2} \right]$$

$$R_i = \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \text{Re}^2[Y_{11}]}{\omega^2 \cdot C_{gs}^2}}}{2 \cdot \text{Re}[Y_{11}]}$$

$$G_m = \sqrt{\left( 1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2 \right) \cdot \left[ \text{Re}[Y_{21}]^2 + \left( \text{Im}[Y_{21}] + \omega \cdot C_{gd} \right)^2 \right]}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \text{arctg} \left( \frac{-\text{Im}[Y_{21}] - \omega \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot \text{Re}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gd}}{\text{Re}[Y_{21}] - \omega \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot \text{Im}[Y_{21}] - \omega^2 \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot C_{gd}} \right)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] - \omega \cdot C_{gd}}{\omega}$$

$$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22}]$$

## Modelo de J. Michael Golio

Ecuaciones aproximadas para la extracción de los parámetros intrínsecos correspondientes al modelo J. Michael Golio

Efectuando la aproximación  $\omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2 \ll 1$  resultan las siguientes expresiones:

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

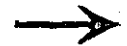
$$R_i = \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot \text{Re}^2[Y_{11}]}{\omega^2 \cdot C_{gs}^2}}}{2 \cdot \text{Re}[Y_{11}]}$$

$$G_m = \text{Re}[Y_{21}]$$

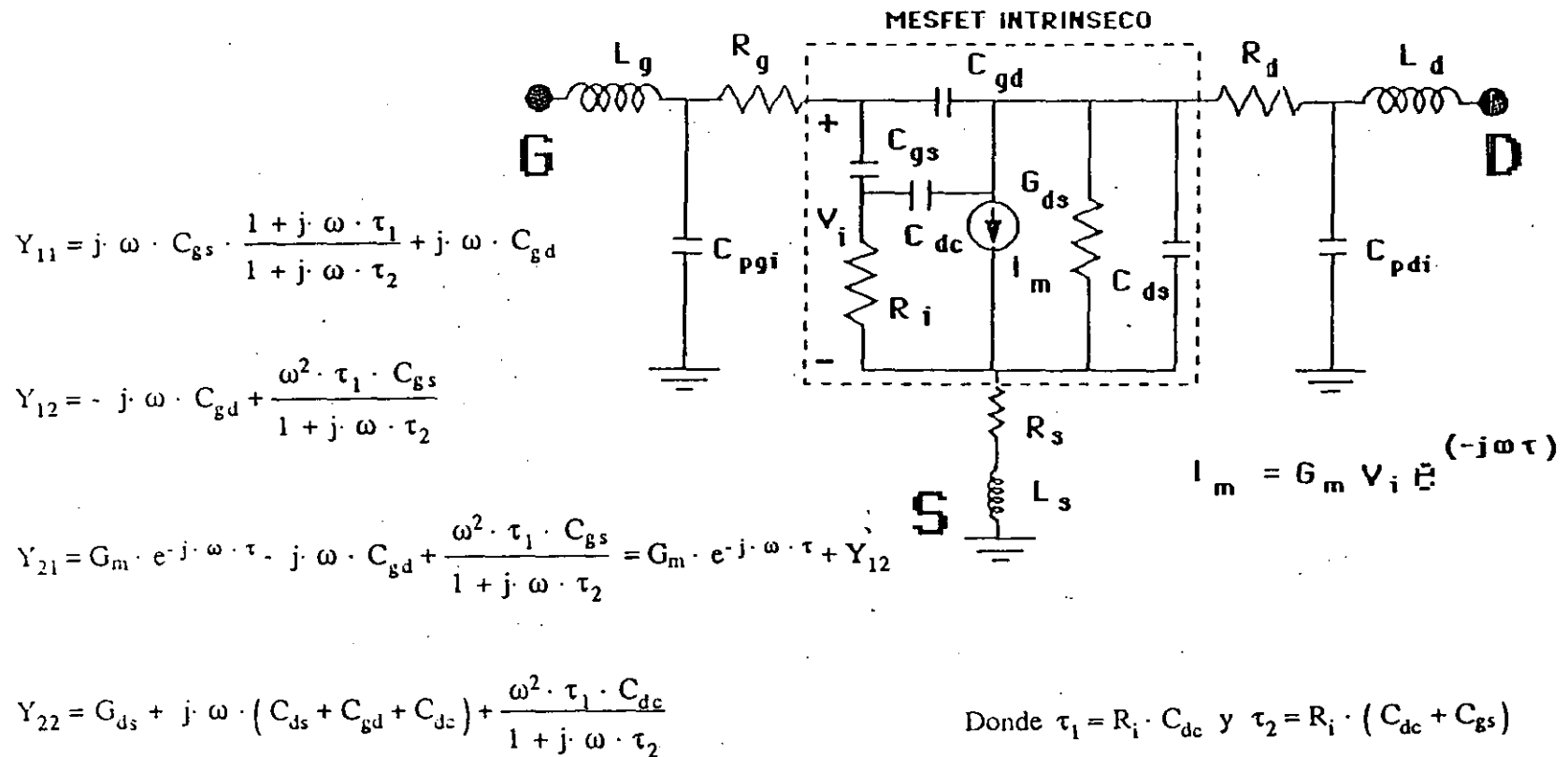
$$\tau = \frac{\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}]}{\omega \cdot \text{Re}[Y_{21}]} \cdot \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{\omega \cdot (\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])}$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$$

$$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22}]$$



## Modelo de Hans-Olof Vickes



Modelo de Hans-Olof Vicks para el transistor MESFET de AsGa y parámetros [ Y ] para dicho modelo.

## Modelo de Hans-Olof Vickes

Ecuaciones exactas para la extracción de los parámetros intrínsecos correspondientes al modelo de Hans-Olof Vickes

$$C_{gd} = \frac{-\operatorname{Im}[Y_{12}]}{\omega} \cdot \frac{\omega^2 \cdot \tau_1 \cdot \tau_2 \cdot C_{gs}}{1 + \omega^2 \cdot \tau_2^2}$$

$$C_{gs} = \frac{1}{\omega} \cdot \left[ \frac{|Y_{11} + Y_{12}|^2}{\operatorname{Im}[Y_{11} + Y_{12}]} \right]$$

$$R_i = \frac{1}{\omega \cdot C_{gs}} \cdot \frac{\operatorname{Re}[Y_{11}]}{\operatorname{Im}[Y_{11} + Y_{12}]}$$

$$C_{dc} = C_{gs} \cdot \frac{\operatorname{Re}[Y_{12}]}{\operatorname{Re}[Y_{11}]}$$

$$G_m = \sqrt{(\operatorname{Re}[Y_{21} - Y_{12}])^2 + (\operatorname{Im}[Y_{12} - Y_{21}])^2}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \operatorname{arctg} \left( \frac{(\operatorname{Im}[Y_{12} - Y_{21}])}{(\operatorname{Re}[Y_{21} - Y_{12}])} \right)$$

$$C_{ds} = \frac{\operatorname{Im}[Y_{22}]}{\omega} - C_{gd} - C_{dc} \cdot \left( 1 - \frac{\omega^2 \cdot \tau_1 \cdot \tau_2}{1 + \omega^2 \cdot \tau_2^2} \right)$$

$$G_{ds} = \operatorname{Re}[Y_{22}] - \frac{\omega^2 \cdot \tau_1 \cdot C_{dc}}{1 + \omega^2 \cdot \tau_2^2}$$

## Modelo de Hans-Olof Vickes

Ecuaciones aproximadas para la extracción de los parámetros intrínsecos correspondientes al modelo de Hans-Olof Vickes

Efectuando la aproximación  $\omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2 \ll 1$  resultan las siguientes expresiones:

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \cdot \frac{\omega^2 \cdot \tau_1 \cdot \tau_2 \cdot C_{gs}}{1 + \omega^2 \cdot \tau_2^2}$$

$$G_m = \text{Re}[Y_{21}]$$

$$C_{gs} = \frac{1}{\omega} \cdot \left[ \frac{|Y_{11} + Y_{12}|^2}{\text{Im}[Y_{11} + Y_{12}]} \right]$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \text{arctg} \left( \frac{\text{Im}[Y_{12} - Y_{21}]}{\text{Re}[Y_{21} - Y_{12}]} \right)$$

$$R_i = \frac{1}{\omega \cdot C_{gs}} \cdot \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{\text{Im}[Y_{11} + Y_{12}]}$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}]}{\omega} - C_{gd} - C_{dc} \cdot \left( 1 - \frac{\omega^2 \cdot \tau_1 \cdot \tau_2}{1 + \omega^2 \cdot \tau_2^2} \right)$$

$$C_{dc} = C_{gs} \cdot \frac{\text{Re}[Y_{12}]}{\text{Re}[Y_{11}]}$$

$$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22}]$$

## Capítulo 4

### Resultados de la extracción automática del circuito equivalente de un transistor MESFET en chip

- Desarrollo programa EXT\_LIN ( Extracción Líneal ).
- Transistor MESFET de AsGa PHILIPS de 4 x 50 micras.
- Extracción Multibias.
  - 1 Extracción simple bias a varios puntos de polarización.
  - 2 Tomar valores medios de  $R_i$ ,  $G_m$ , Tau y  $C_{dc}$  para las extracciones simple bias del paso 1.
  - 3 Proceder a la extracción multibias con los valores del paso 2.





## Elementos parásitos proporcionados por el fabricante

### Elementos parásitos del chip

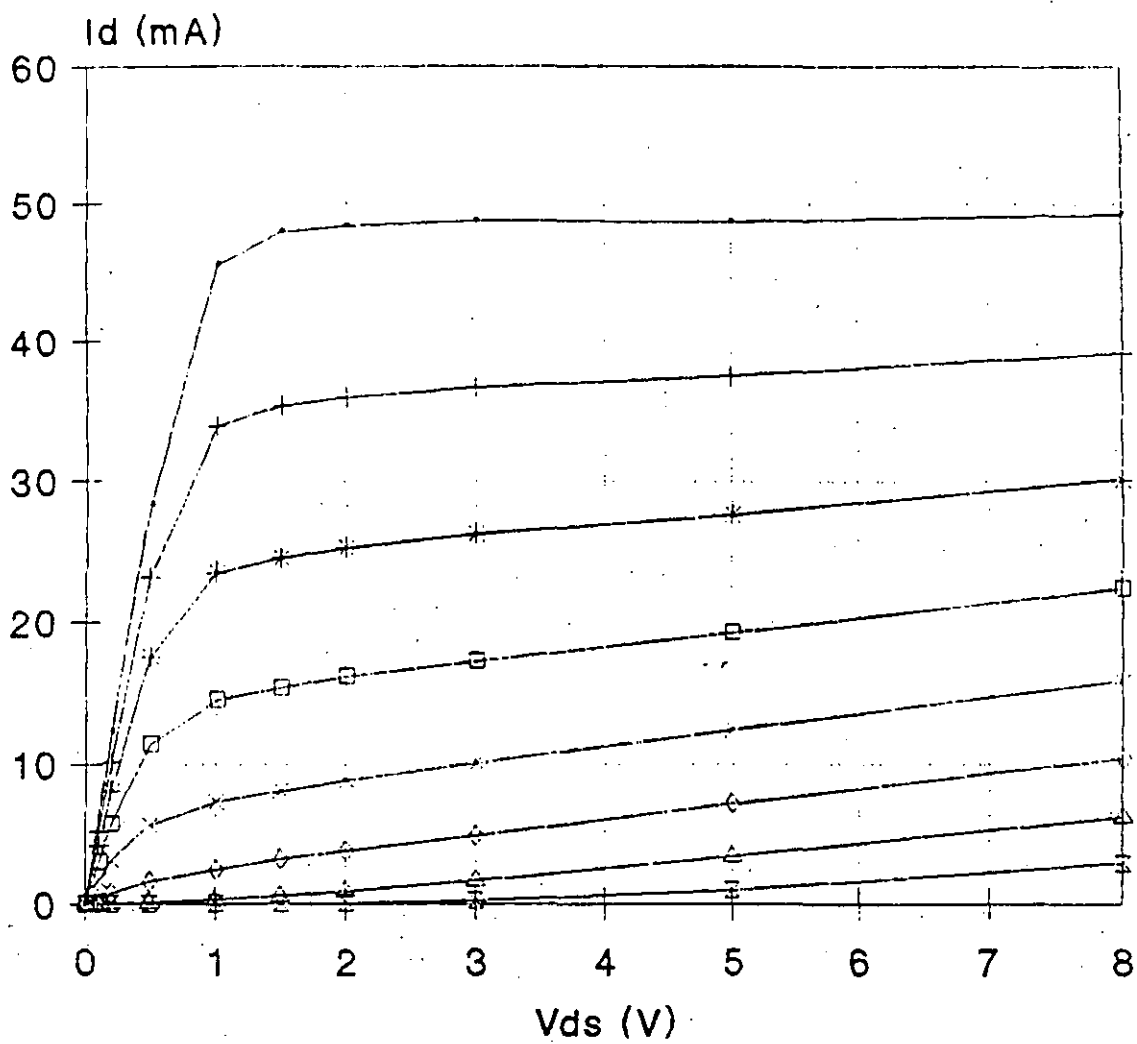
$$R_g = 0.76 \text{ Ohm} , R_d = 0.3 \text{ Ohm} , R_s = 0.3 \text{ Ohm}$$

$$L_g = 0.015 \text{ nH} , L_d = 0.010 \text{ nH} , L_s = 0.0 \text{ nH}$$

$$C_{pgi} = 0.0 \text{ pF} , C_{pdi} = 0.0 \text{ pF}$$



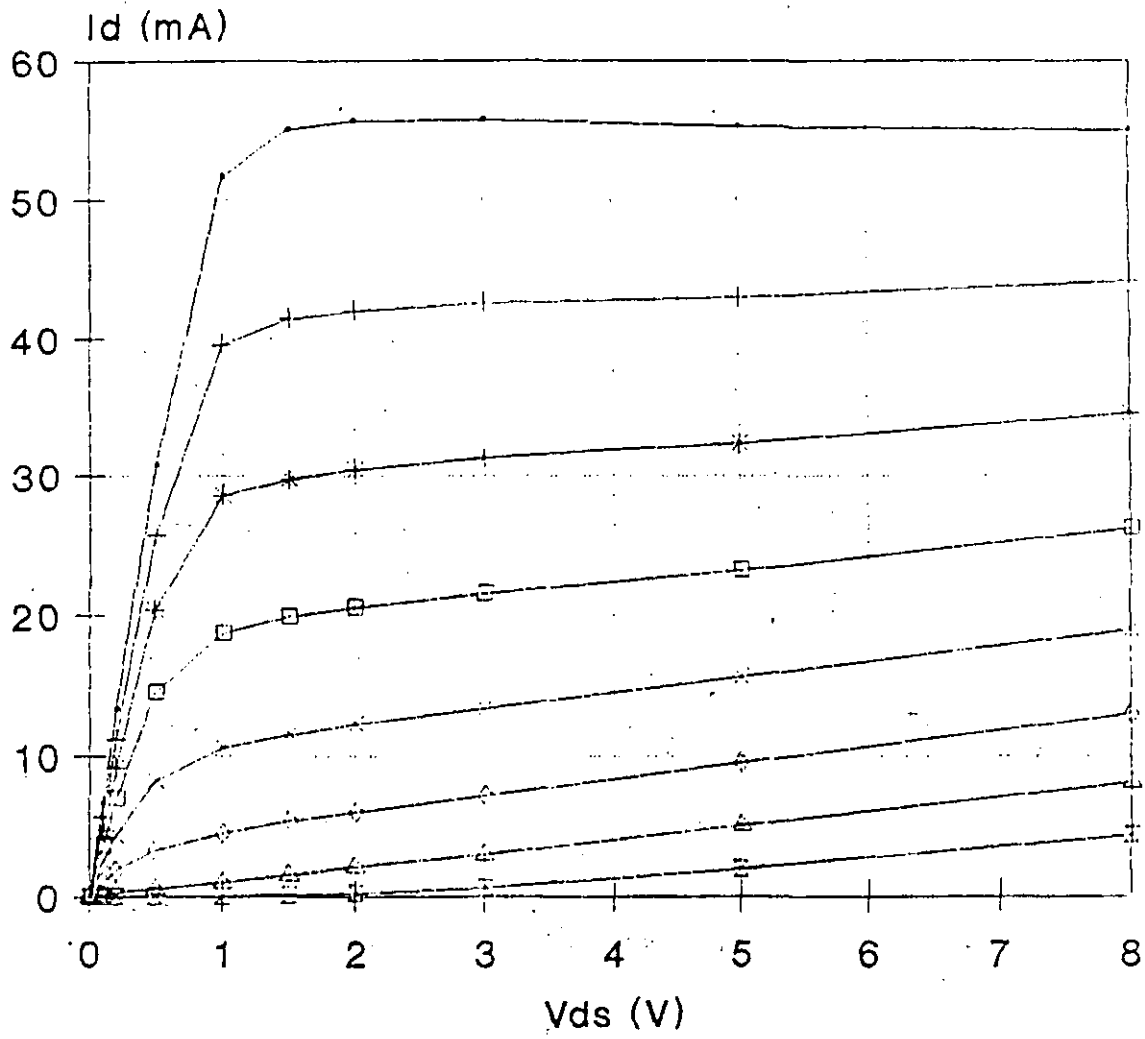
# Curvas de Drain



$V_{gs}(V)$			
—	-0.2	—+	-0.6
—*	-1.0	—□	-1.4
—x	-1.8	—◇	-2.2
—△	-2.6	—z	-3.0

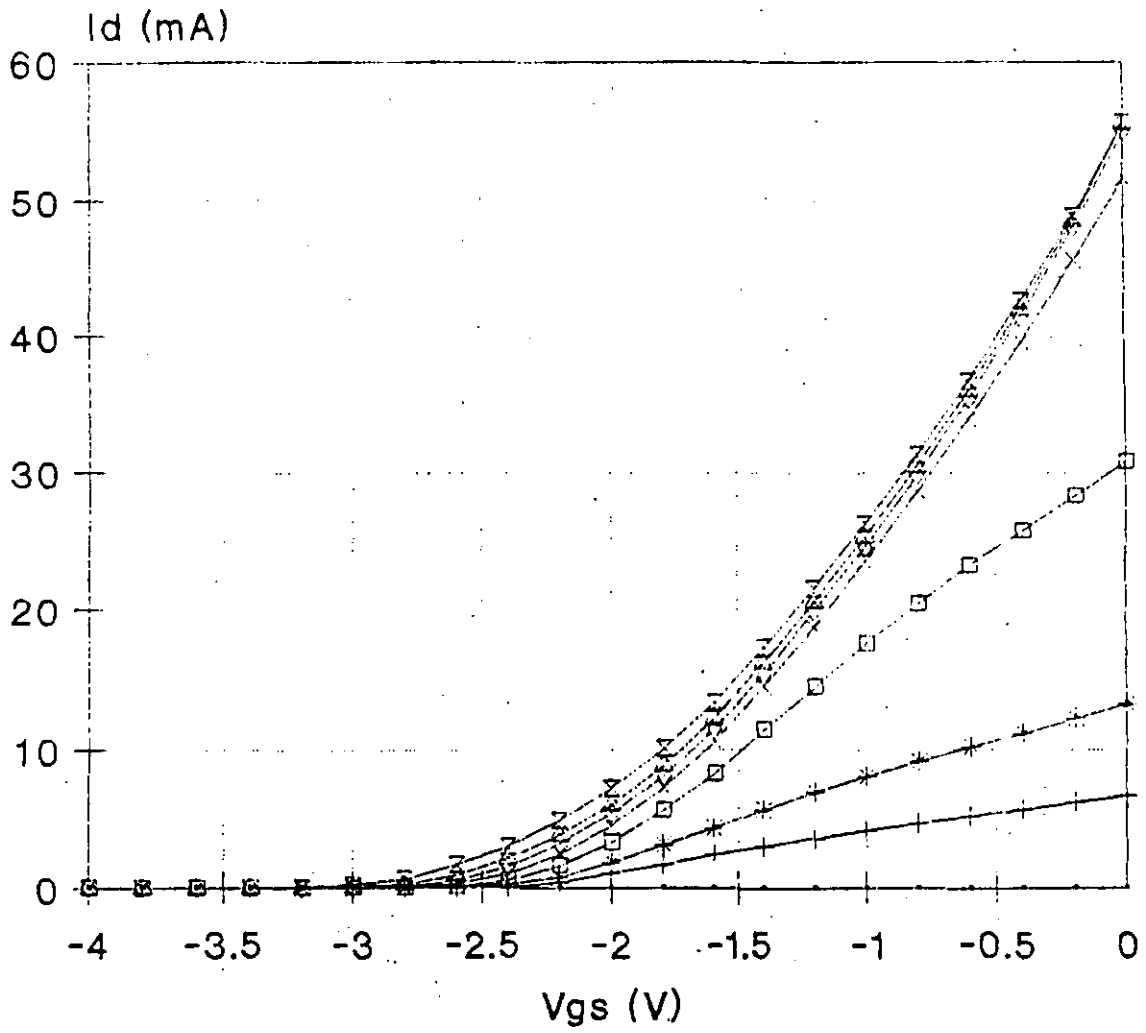


# Curvas de Drain



$V_{gs}(V)$			
—	0.0	—+	-0.4
—*	-1.6	—*	-0.8
—□	-1.2	—◇	-2.0
—△	-2.4	—≡	-2.8

# Curvas de Gate



$V_{ds}$ (V)			
—	0.0	—+	0.1
—*	0.2	—□	0.5
—x	1.0	—+	1.5
—	2.0	—	3.0



## Resultados de la extracción automática del circuito equivalente de un transistor PHILIPS de 4 x 50 micras.

De las curvas de DC hemos seleccionado los siguientes puntos de polarización, obtenidos a intensidades de drenador  $I_d \approx I_{dss} / 2$  ( siendo  $I_{dss}$  la intensidad de saturación de drenador ) y valores de  $V_{ds}$  comprendidos entre 3 y 5 Volt ( zona plana de las curvas de drenador ).

$$1^\circ - V_{gs} = - 0.8 \text{ V} , V_{ds} = 3.02 \text{ V} \text{ e } I_d = 31.3 \text{ mA}$$

$$2^\circ - V_{gs} = - 1.2 \text{ V} , V_{ds} = 3.02 \text{ V} \text{ e } I_d = 21.5 \text{ mA}$$

$$3^\circ - V_{gs} = - 0.8 \text{ V} , V_{ds} = 5.00 \text{ V} \text{ e } I_d = 32.4 \text{ mA}$$

$$4^\circ - V_{gs} = - 1.2 \text{ V} , V_{ds} = 5.00 \text{ V} \text{ e } I_d = 23.2 \text{ mA}$$



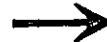
## Valores Medios tomados en la extracción multibias.

Tomando el valor medio de  $R_i$ ,  $t$  y  $C_{ds}$  para los puntos de polarización anteriores, resulta que:

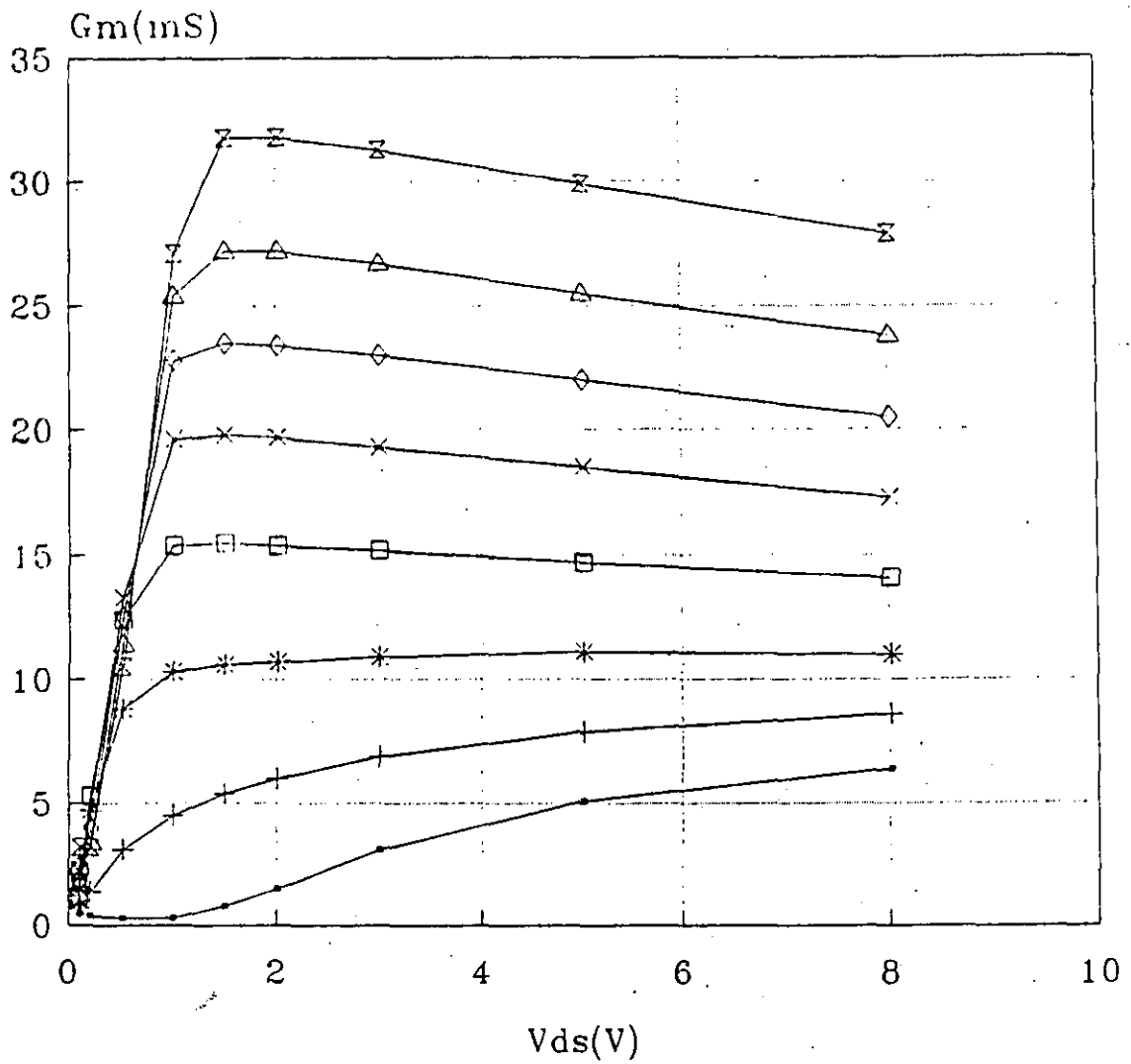
### Valores medios

$$R_i = 6.6 \text{ Ohm} , \text{ Tau} = 3.2 \text{ ps} \text{ y } C_{ds} = 0.052 \text{ pF}$$

que son los valores que se han tomado para efectuar la extracción multibias.



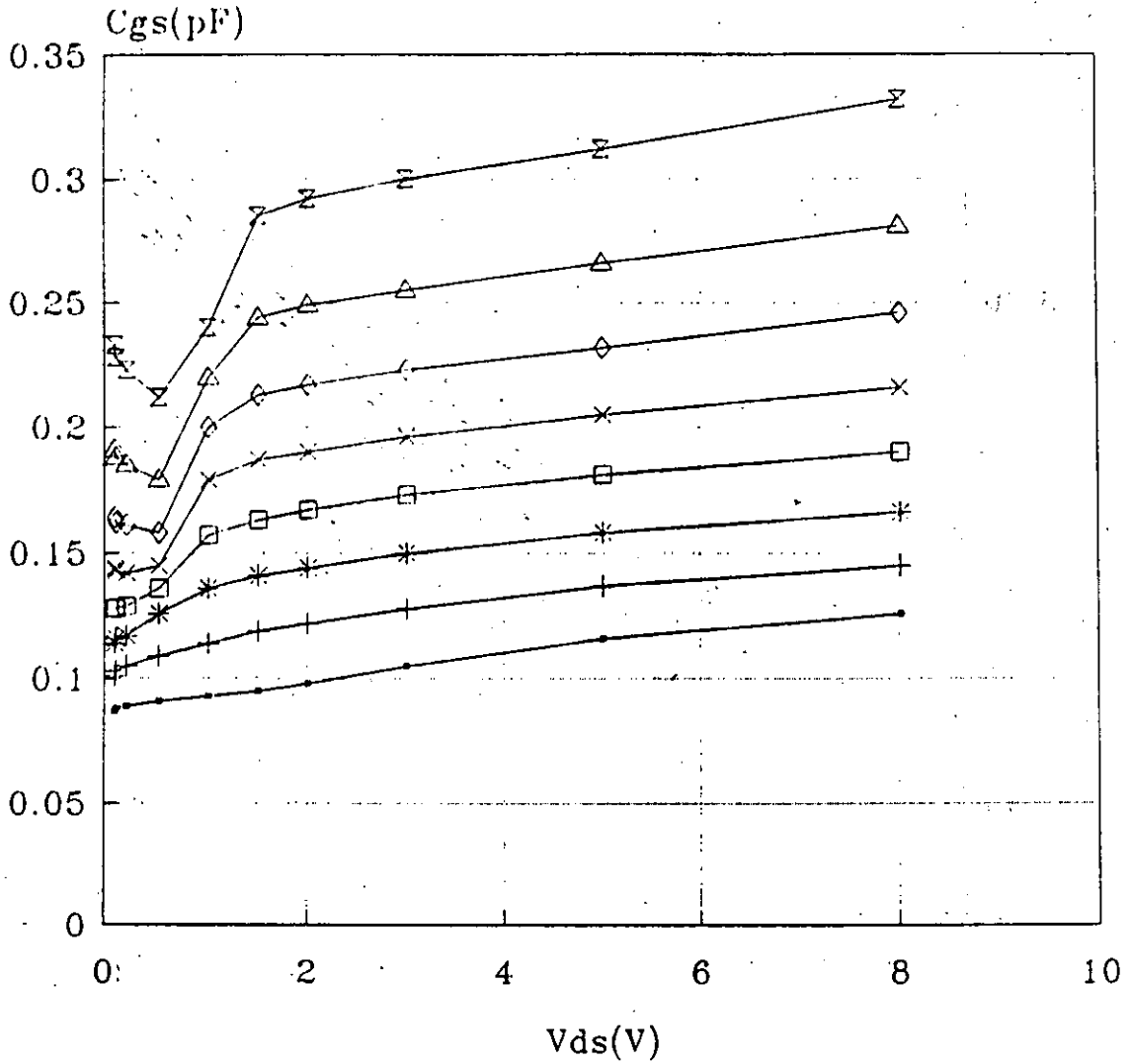
# Curvas de Gm (Vds)



Vgs (Volts)			
—●—	-2.8	—+—	-2.4
—*—	-2.0	—□—	-1.6
—x—	-1.2	—◇—	-0.8
—△—	-0.4	—⊗—	-0.0



# Curvas de Cgs. (Vds)

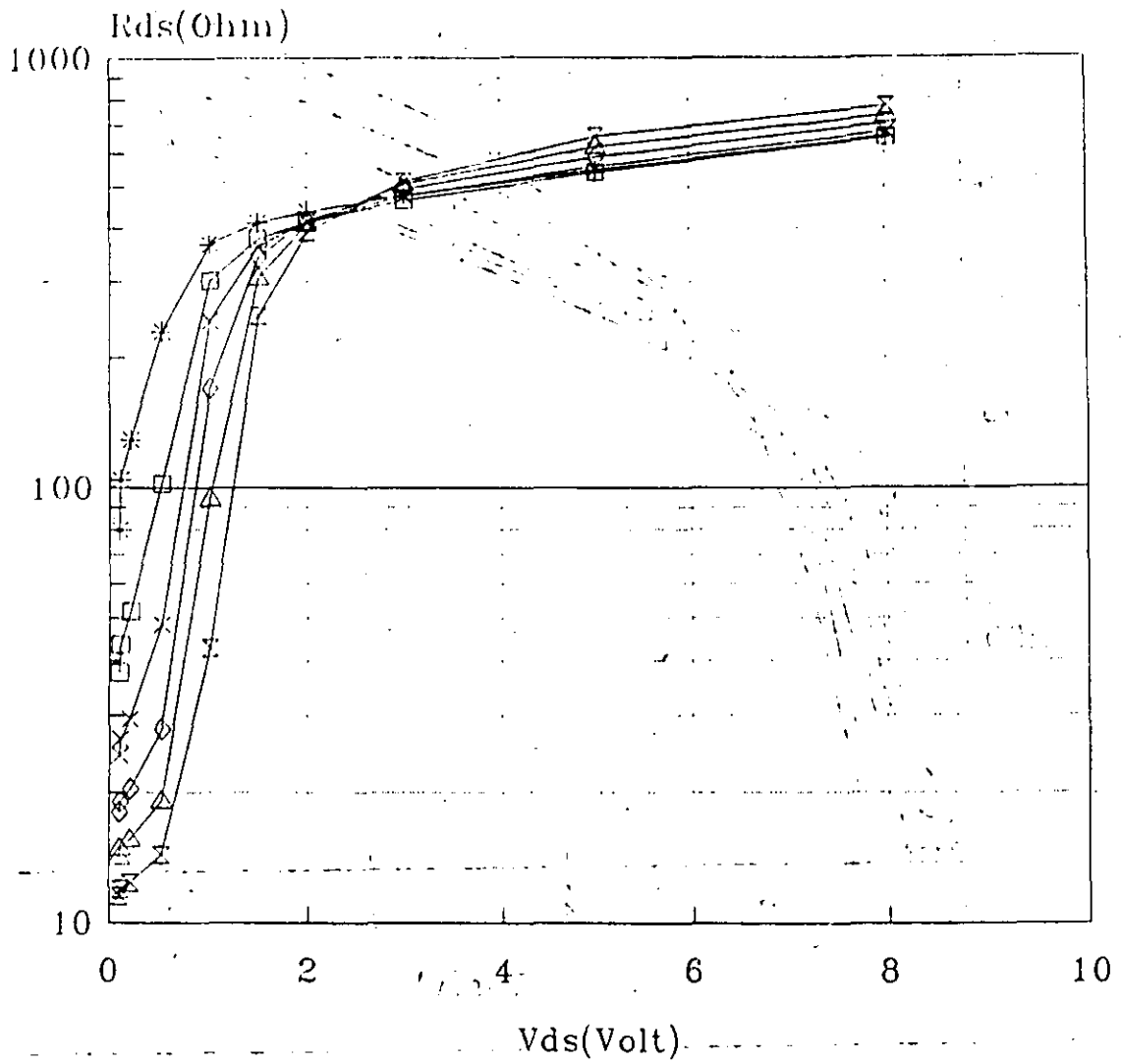


$V_{gs}$ (Volts)			
—●—	-2.8	—+—	-2.4
—*—	-2.0	—□—	-1.6
—x—	-1.2	—◇—	-0.8
—△—	-0.4	—∇—	-0.0





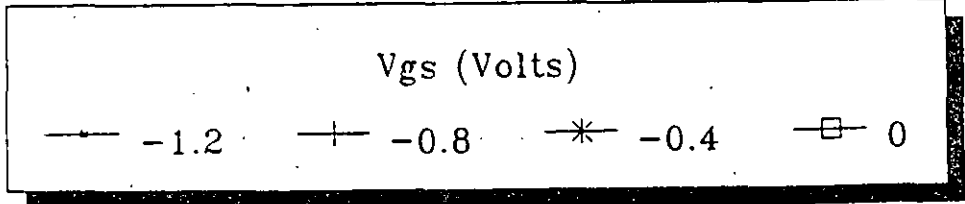
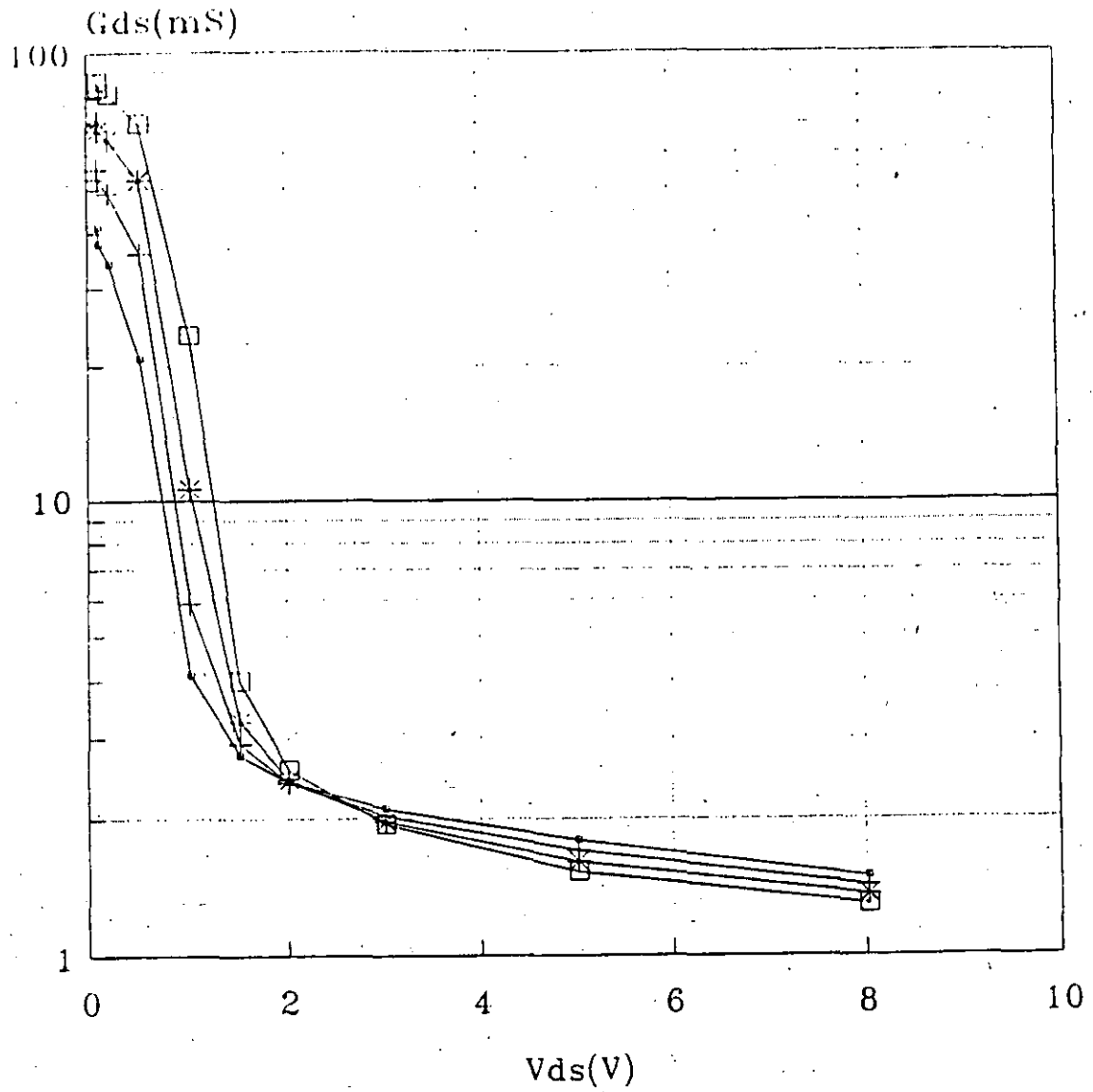
# Curvas de Rds (Vds)



$V_{gs}$ (Volts)		
* -2.0	□ -1.6	× -1.2
◇ -0.8	△ -0.4	⊖ -0.0



# Curvas de Gds (Vds)



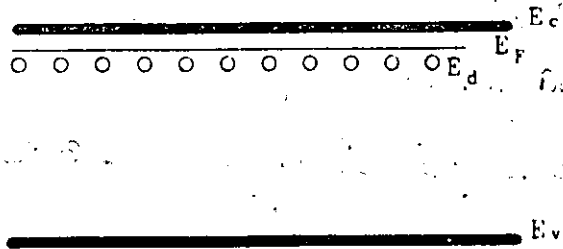
## DOPADO

⊕  $N$  - átomos donadores  $\Rightarrow$  exceso de electrones para conducción

GaAs  $\rightarrow$  donadores - Si, Se

Si  $\rightarrow$  " Sb, P

- Creación de un nivel permitido cerca de  $E_c$



$$n = N_c e^{(E_f - E_c)/KT}$$

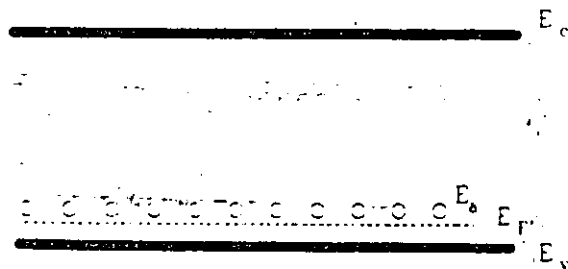
$$10^{18} < N_c < 10^{20} \text{ cm}^{-3}$$

$$10^{14} < n < 10^{19} \text{ cm}^{-3}$$

$N_c$  = densidad de estados de energía en conducción ( $f^{on}$  del semic)  
 $n$  = densidad de portadores libres en conducción.

⊕  $P$  - átomos aceptadores  $\Rightarrow$  exceso de huecos para conducción en banda de valencia.

- Creación de un nivel de energía permitido cerca de  $E_v$

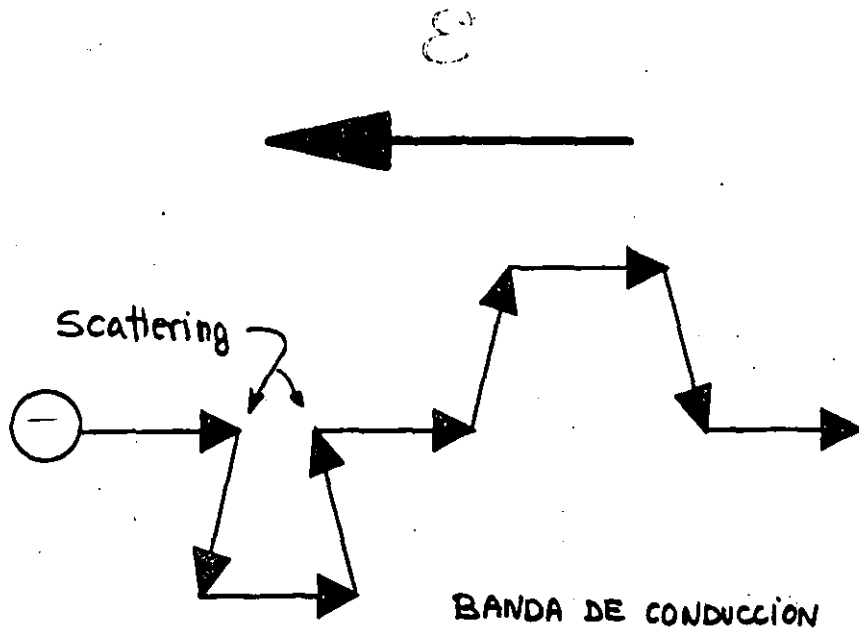


$$p = N_v e^{(E_v - E_f)/KT}$$

$N_v$  = densidad de estados de energía en valencia.  
 $p$  = densidad de portadores libres en valencia.

TRANSPORTE DE PORTADORES

$$i = dq/dt$$



"Al inverso en banda de valencia"

$$J = q \cdot n \cdot v \quad \text{densidad de corriente neta (amastre)}$$

Si  $E \downarrow \Rightarrow N \cong \mu_n E$       $\mu_n = \text{movilidad bajo campo}$   
 (equivalente en banda de valencia  $\mu_p$ )

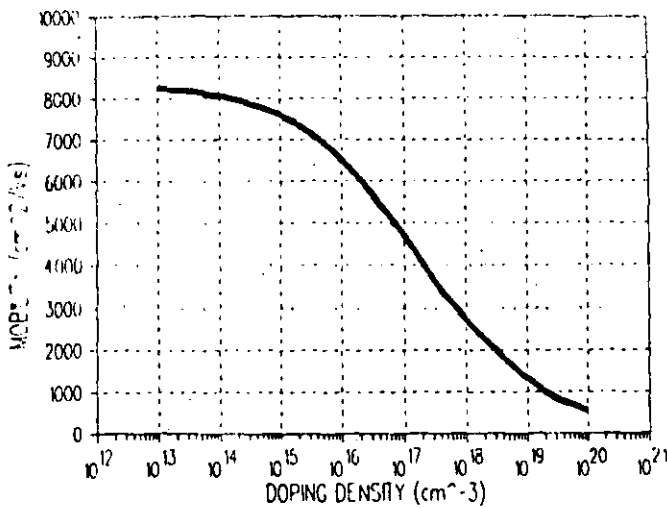
En AsGa }  $\mu_n > \mu_p$   
 InP }

Semiconductores  $N$

Semiconductor Material	Electron Mobility ( $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ )		
	$N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$	$N_d = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	$N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
GaAs	6550	4720	2735
InP	5995	3815	2125
$\text{Ga}_{0.47}\text{In}_{0.53}\text{As}$	13460	8875	4065
$\text{Al}_{0.47}\text{In}_{0.53}\text{As}$	8380	6020	3030
Si	1250	800	230

" $\mu_n$ "

ELECTRON MOBILITY

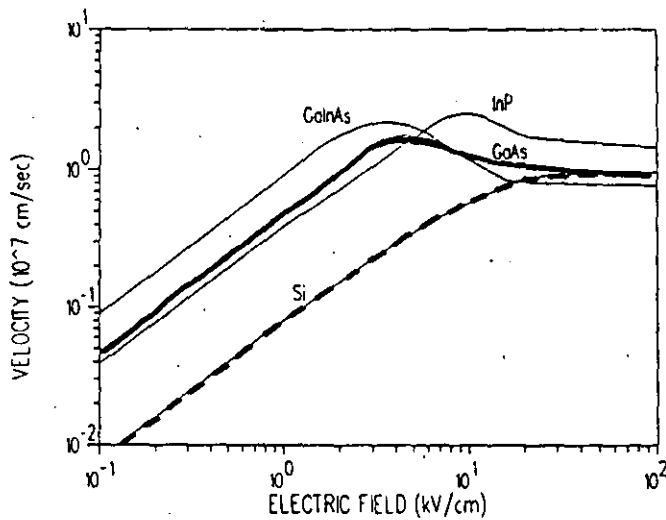


← "AsGa" - N

$$N \cong \mu n E$$

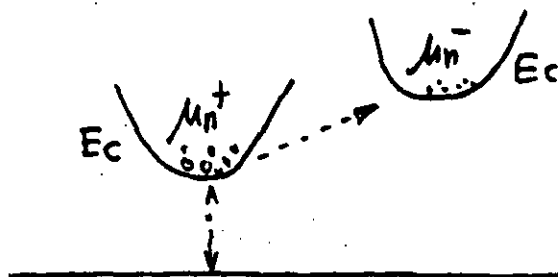
$$J = q \cdot n \cdot v$$

VELOCITY-FIELD CHARACTERISTICS

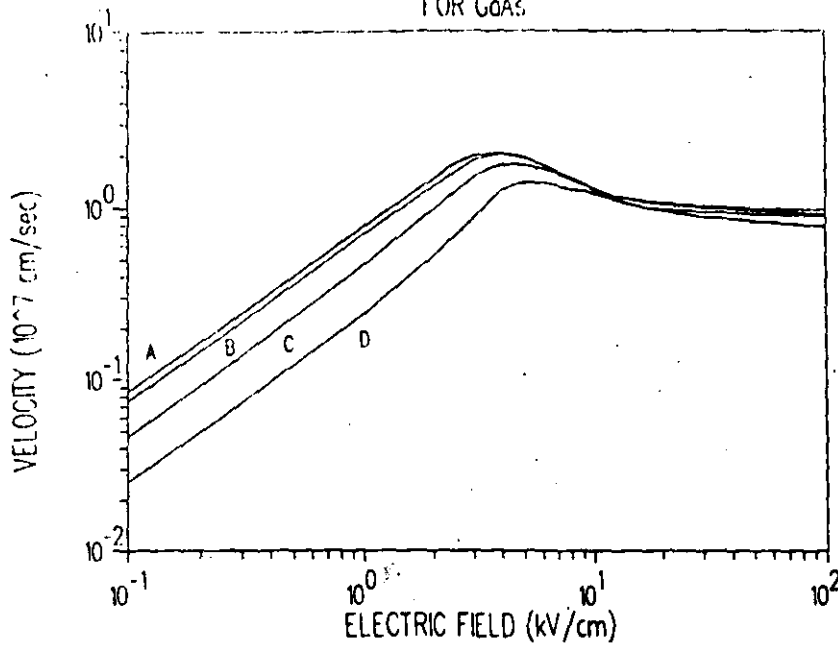


"N"

III-V movilidad diferencial negativa → EFECTO GUNN →  
→ transferencia de electrones



VELOCITY-FIELD CHARACTERISTICS  
FOR GaAs



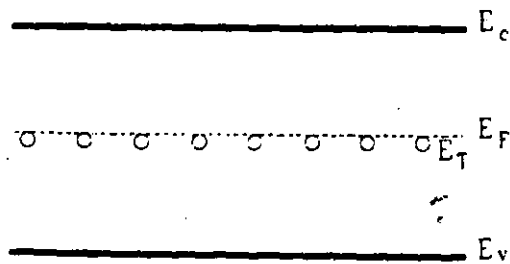
AsGa - N

- a)  $N_d = 10^{14} \text{ cm}^{-3}$
- b)  $N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$
- c)  $N_d = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$
- d)  $N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$

Saturación  $\neq$  cte.

TRAPS -

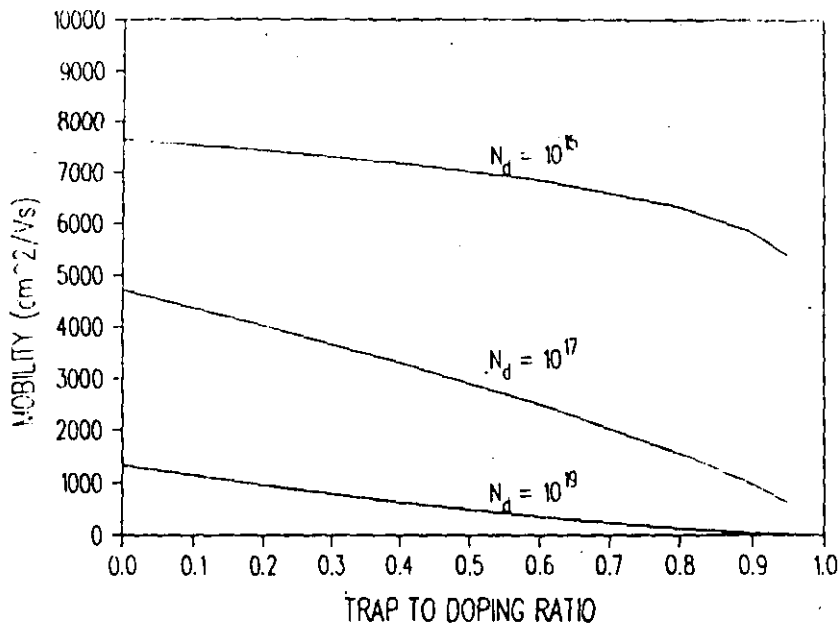
- $\exists$  niveles de energía permitidos en el medio de la banda prohibida.
- Electrones en estos niveles no van a corriente de conducción huecos
- Resultan de impurezas, defectos del cristal, defectos de fabricación



norm.  $N_d \gg N_T$

$n \approx N_d - N_T$

# MOBILITY OF GaAs WITH DEEP LEVELS



AsGa  
"N"

e<sup>-</sup> que en trap : necesita ms - S para recibir suficiente energía para llegar a banda de conducción.

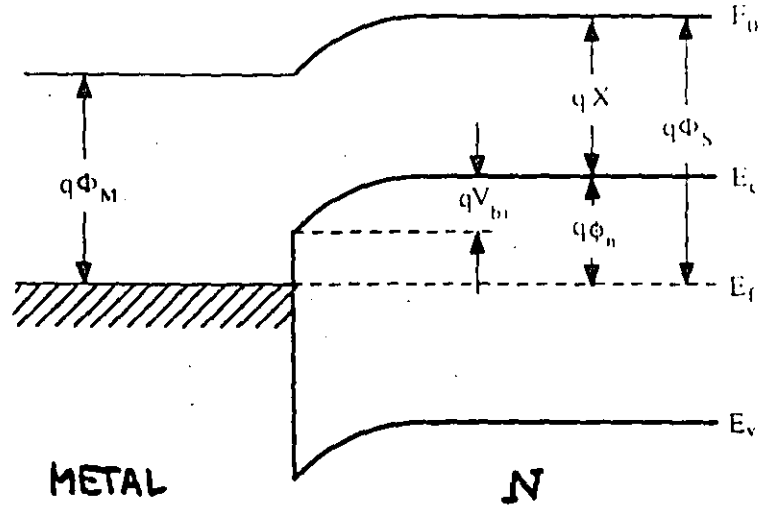
- "trap" no afecta a las propiedades AC.
- "trap" afecta a propiedades bajo frecuencia y DC.

## CONTACTOS OHMICOS

- Puramente resistivos :  $R_{eq}$
- No críticos en el funcionamiento como semiconductor
- Uniendo semiconductor  $N$  ..  $\phi_S$   
metal . . . .  $\phi_M$  }  $\phi_S > \phi_M$

- No hay región de deplexión
- No hay resistencia al paso.

IDEAL →



(difícil de conseguir)

- Contactos reales : dopando fuertemente el semiconductor en la zona próxima al metal → SCHOTTKY con zona de deplexión de decenas de Angstroms → paso por efecto TUNEL → → Poca Resistencia

\* IDEAL  $\phi_M < \phi_S$

\* REAL Semic. fuertemente dopado → TUNNEL



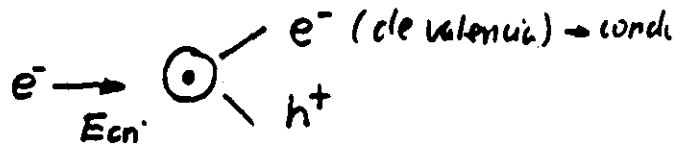
## BREAKDOWN, TUNNEL

- Si  $E \uparrow \rightarrow$  avalanche breakdown
- Si estructuras de contacto apropiadas  $\rightarrow$  Tunnel.

c)



Si  $E \uparrow$  y  $n$  ote  $\Rightarrow$  energía va a la red en forma de colisiones



(generación en cascada de pares  $e^- h^+$ )

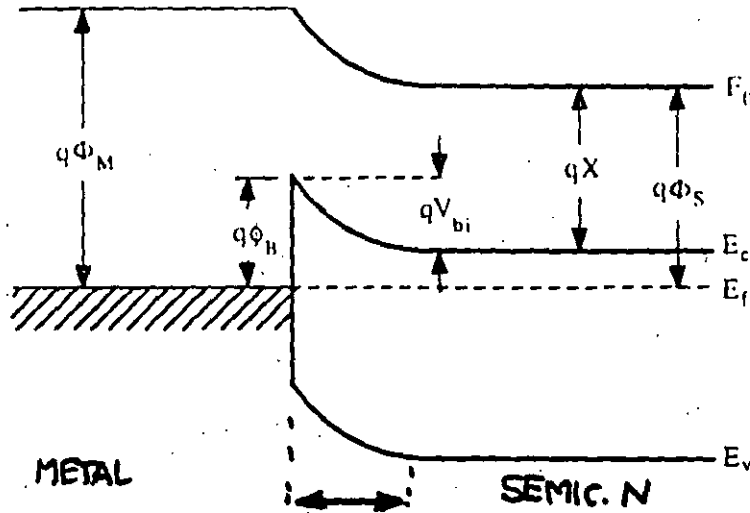
breakdown RF muy diferente al DC

### tunnel (MECANICA CUANTICA)

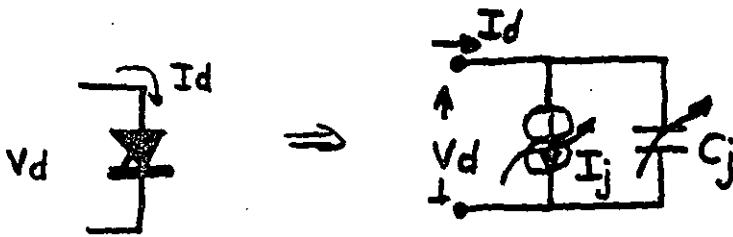
- Union Schottky con anchura de barrera muy pequeña  $\approx 100 \text{ \AA}$
- portadores pueden "tunnel" la barrera de potencial sin tener suficiente energía para pasarla

# UNION SCHOTTKY

- metal - semiconductor  $N$   $\phi_M < \phi_S$



- Analogo a union PN con la region P infinitamente dopada.



$$I_j \approx I_s e^{\left(\frac{qV_d}{nKT} - 1\right)}$$

$$C_j \approx \frac{C_0}{\sqrt{1 - V_d/V_{bi}}}$$

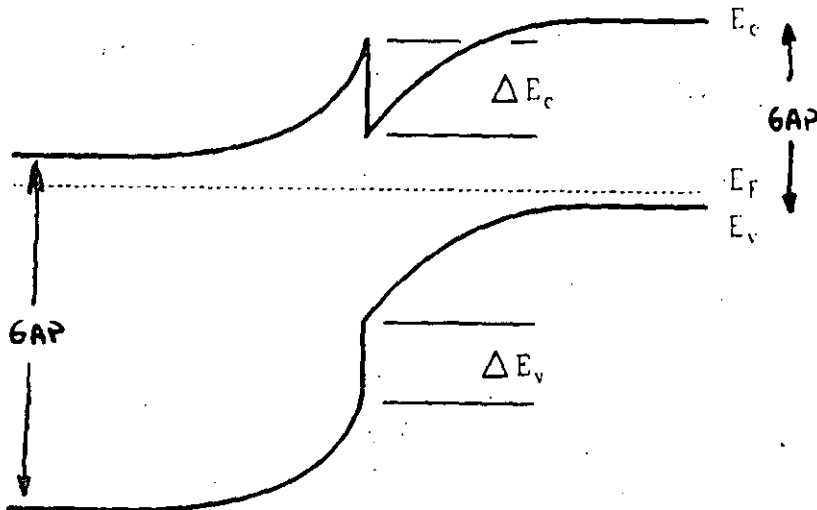
# HETEROESTRUCTURAS

- Dos semiconductores con "band-gap" diferentes

↓  
 LASER , LED  
 HBT , HEMT

HEMT : heteroestructuras GaAs + AlGaAs  
 InGaAs + AlGaAs

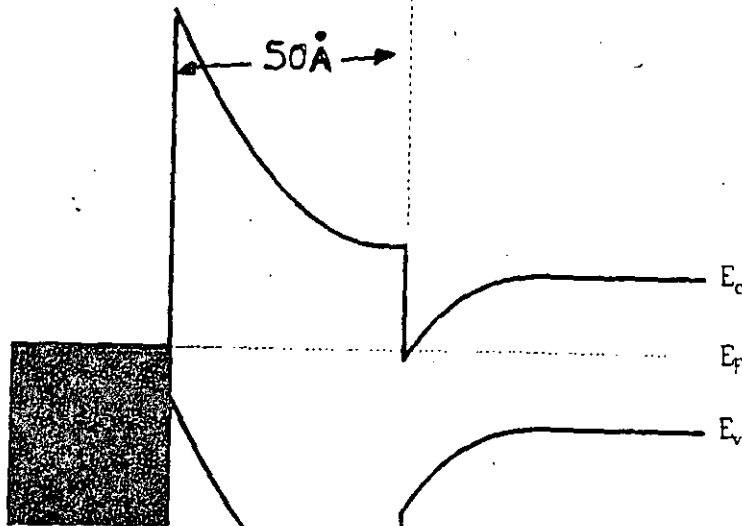
**N**-type wide bandgap semiconductor      **P**-type narrow bandgap semiconductor



## HETEROUNION PN :

- Discontinuidades en Valencia y conduccion

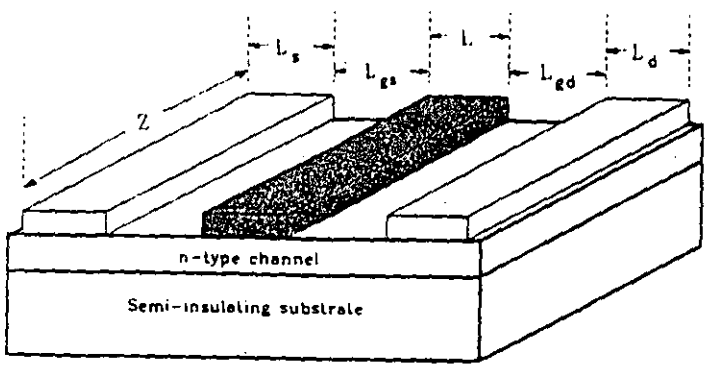
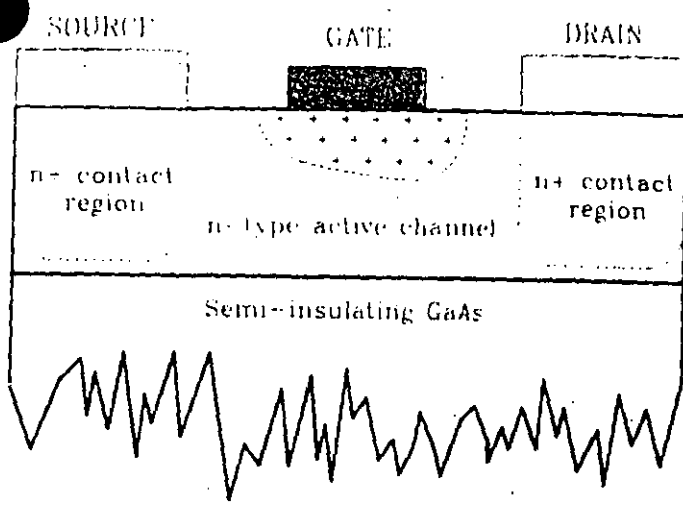
Schottky Gate      n-type AlGaAs      undoped GaAs



## HETEROUNION : HEMT

# MESFET

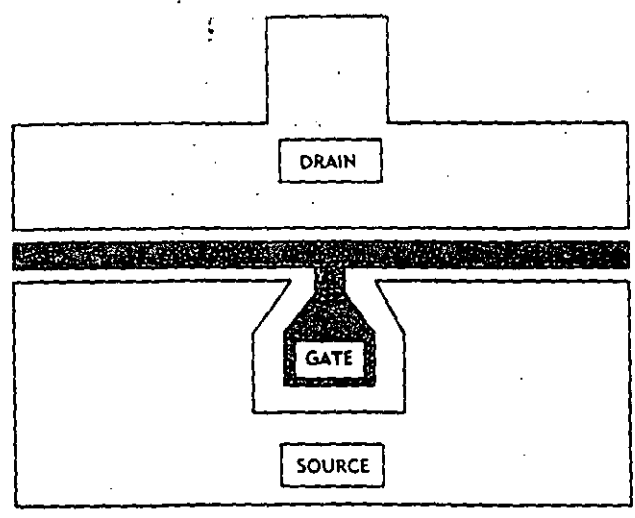
- Capa activa: implantación iónica i epitaxial
- S y D : contacto ohmico
- G : union Schottky.



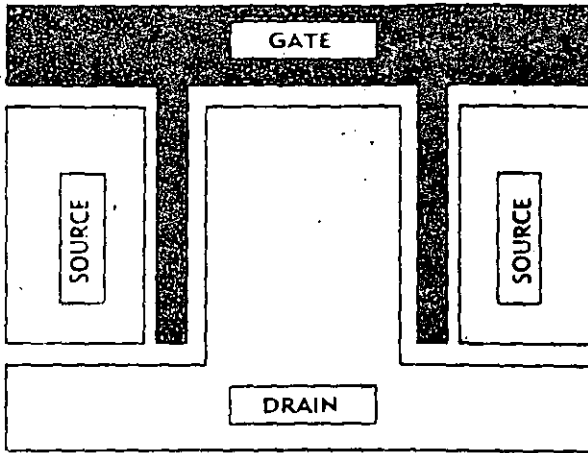
$L$  : longitud de puerta  
 $Z$  :  $w$  : anchura de puerta  
 ej.  $0.5 * 300 \mu$ .

- $0,1 \mu < L < 2 \mu$
- " $a$ "  $\cong$  0,25 veces  $L$
- $L_{gs}, L_{gd} \cong$  1 a 4 veces  $L$
- $100 L < w < 2000 L$

$w \downarrow$  pequeña señal  
 $w \uparrow$  Potencia.

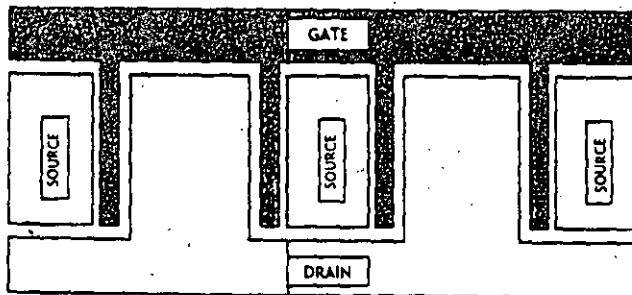
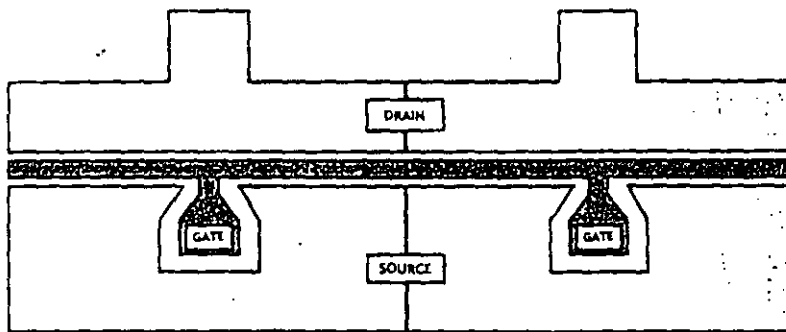


configuración "T"



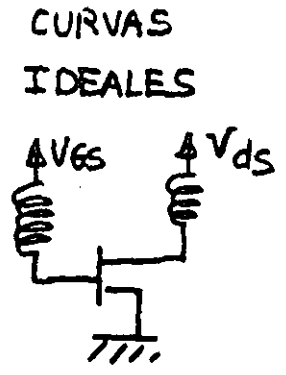
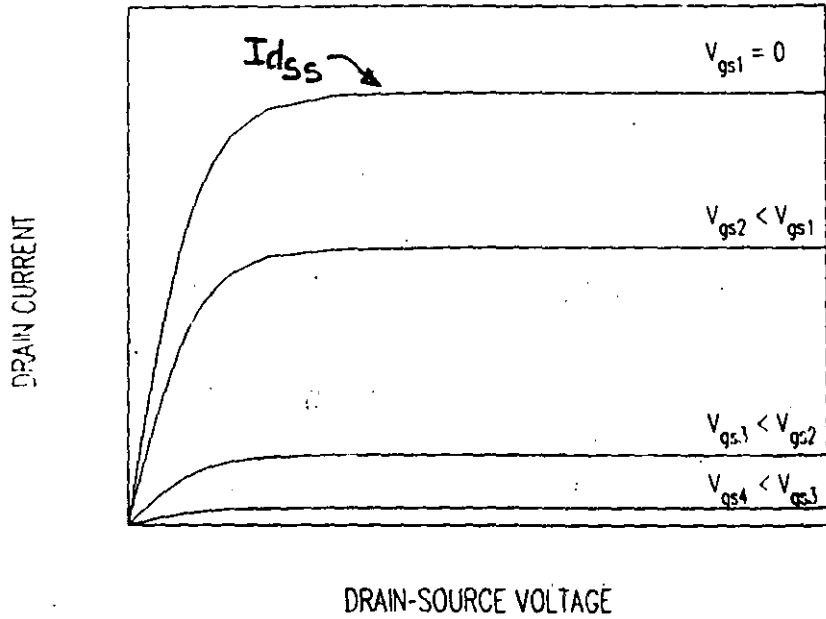
celula standard de Foundry

Extensi3n a mayor  $W \rightarrow$  potencia

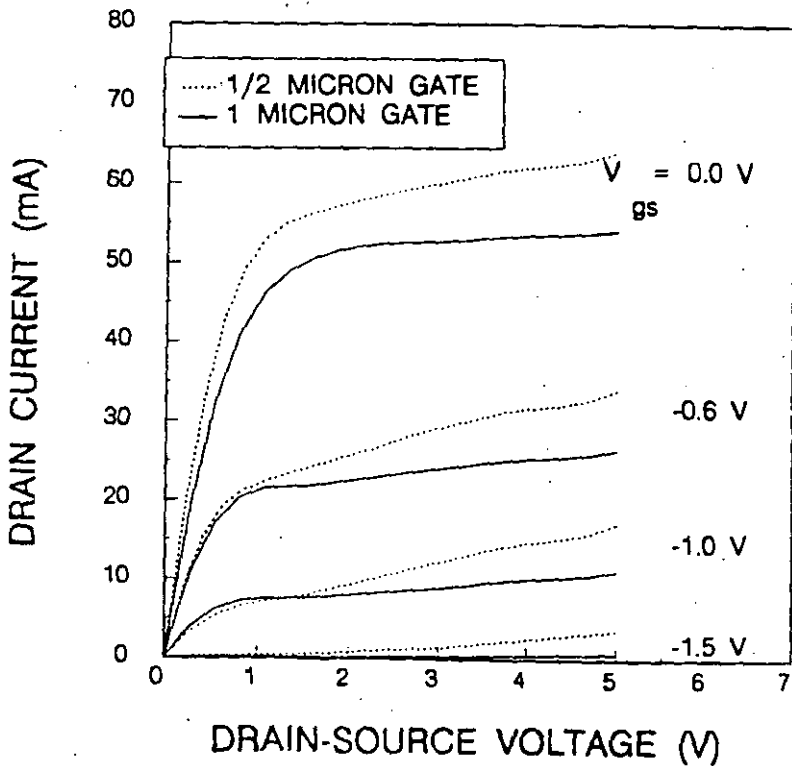


# 4 RACTERISTICAS IV

- mayoría de los MESFET son de "deplexion" "NORMALLY ON"
- MESFET de "Enriquecimiento" : no conduce a menos que  $V_{gs} > 0$



## MESFET I-V CHARACTERISTICS

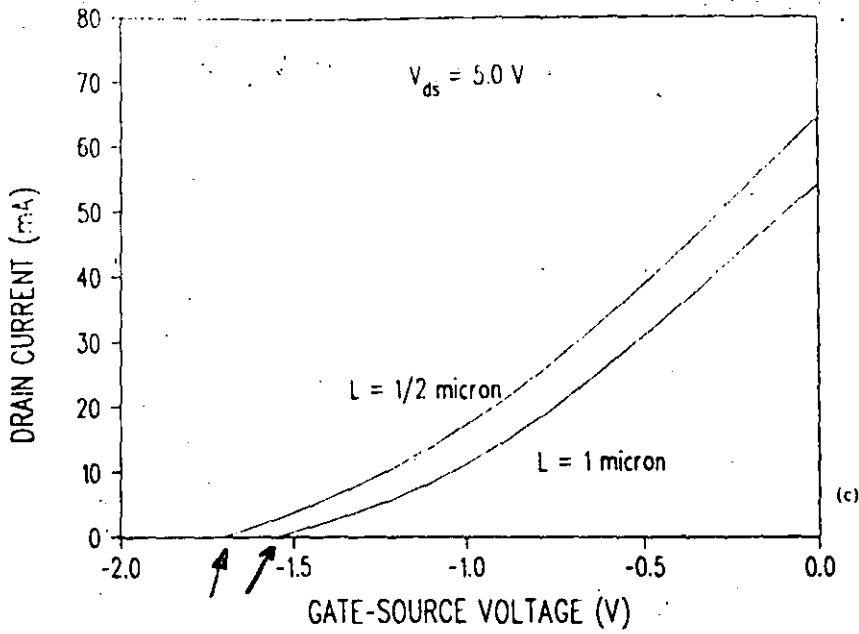


## CURVAS REALES

- Pendiente positiva en saturación

300μ

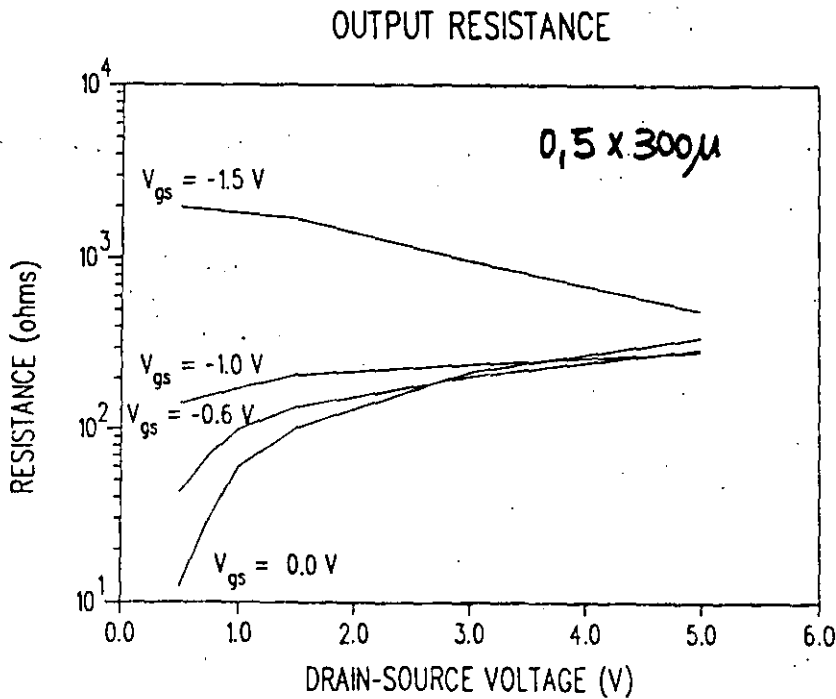
# MESFET I-V CHARACTERISTICS



## TRANSCONDUCTANCIA Y CONDUCTANCIA DE SALIDA

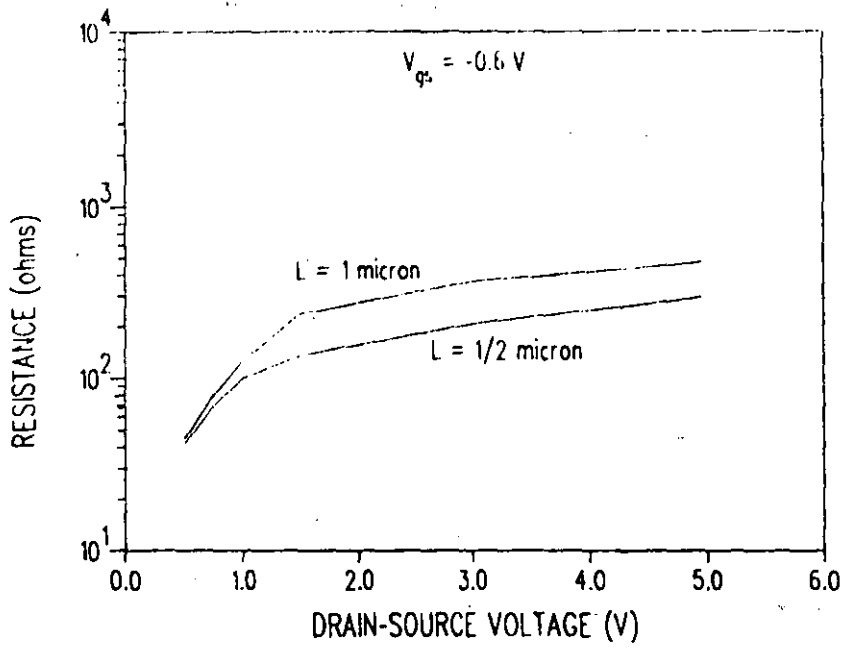
### ADAPTACION + POTEN

$$\frac{1}{R_{ds}} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds} / V_{gs}, V_{ds}}$$



- $R_{ds} \uparrow$  hacia saturación
- excepto para  $V_{gs} \approx V_p$ . efectos secundarios

### OUTPUT RESISTANCE

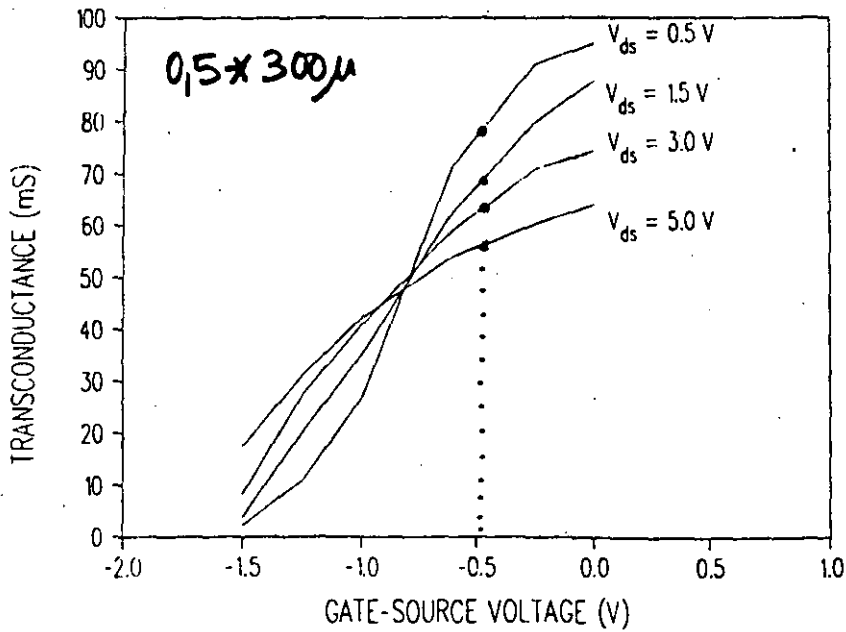


300μ

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gs}, V_{ds}}$$

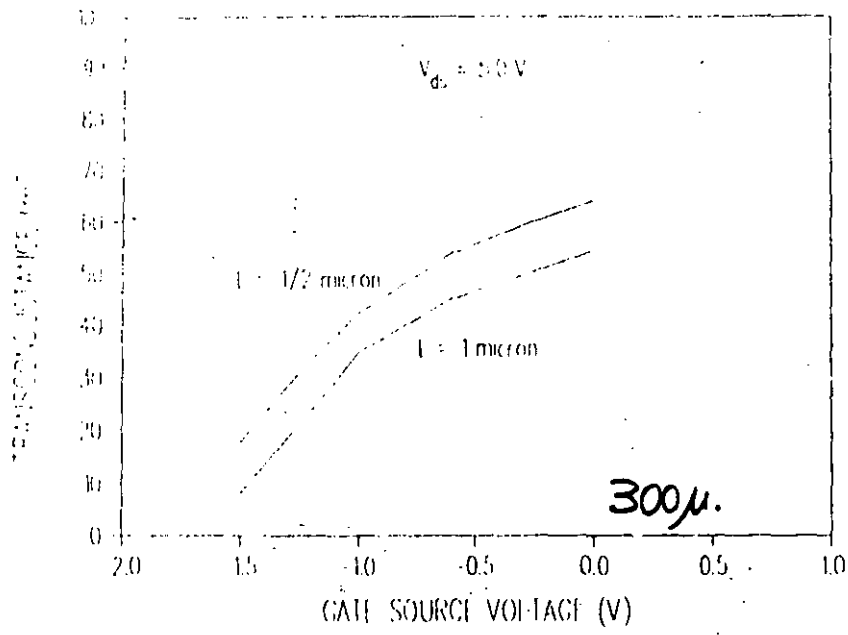
: GANANCIA

### TRANSCONDUCTANCE

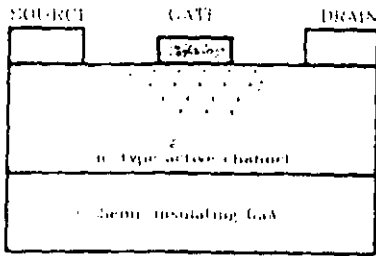




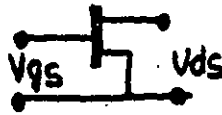
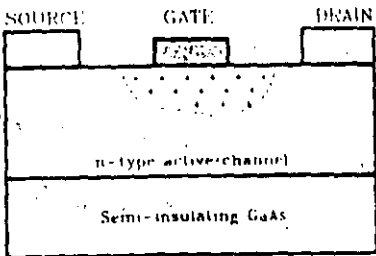
# TRANSCONDUCTANCE



# CHARACTERISTICAS C-V



$$V_{GS} = V_{GD}$$

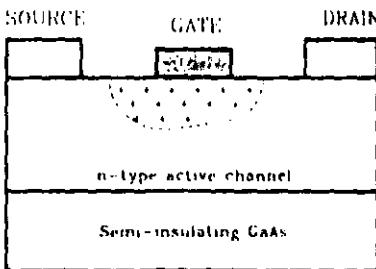


NORMAL

$$V_{GS} < 0$$

$$V_{GD} < 0$$

$$V_{DS} > 0$$



INVERSO

$$V_{GS} < 0$$

$$V_{GD} < 0$$

$$V_{DS} < 0$$



$$C = \frac{dQ}{dV}$$

$$Q_g = Q_g(V_{GS}, V_{DS})$$

$$* C_{gs} = \left. \frac{dQ_g}{dV_{GS}} \right|_{V_{GD} = cte}$$

$$* C_{gd} = \left. \frac{dQ_g}{dV_{GD}} \right|_{V_{GS} = cte}$$

Operación normal  $S \rightarrow \pi$  control en  $V_{GS}, V_{DS} \Rightarrow$

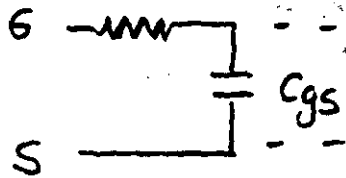
$$* C_{gs} = \left. \frac{dQ_g}{dV_{GS}} \right|_{V_{DS} = cte}$$

diferencia no es significativa.

$C_{gs}$  - Importante en microondas

- impedancia de entrada

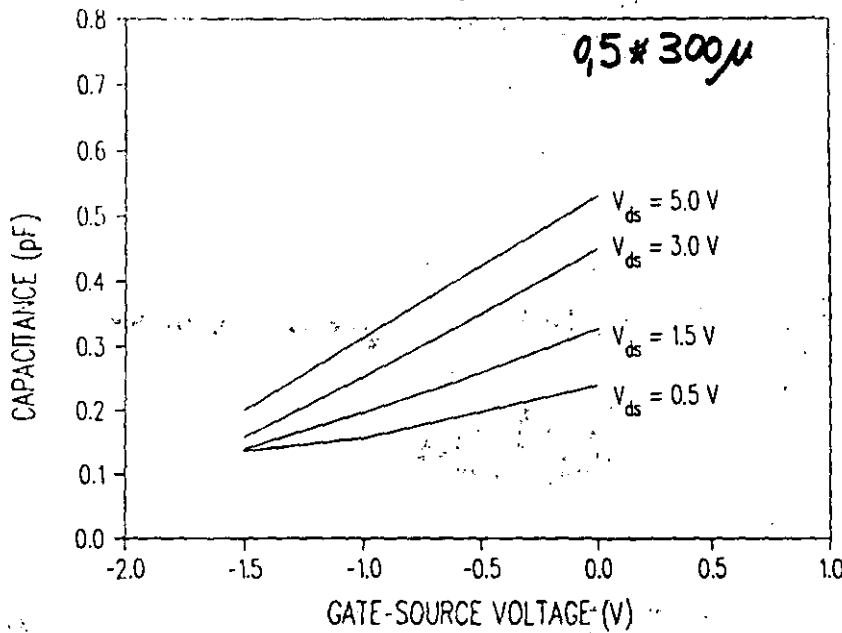
$f_{max}$



Si  $\omega \uparrow \rightarrow \frac{1}{\omega C_{gs}} \rightarrow 0$

$C_{gs} \downarrow$  para llegar  $f_{max} \uparrow$

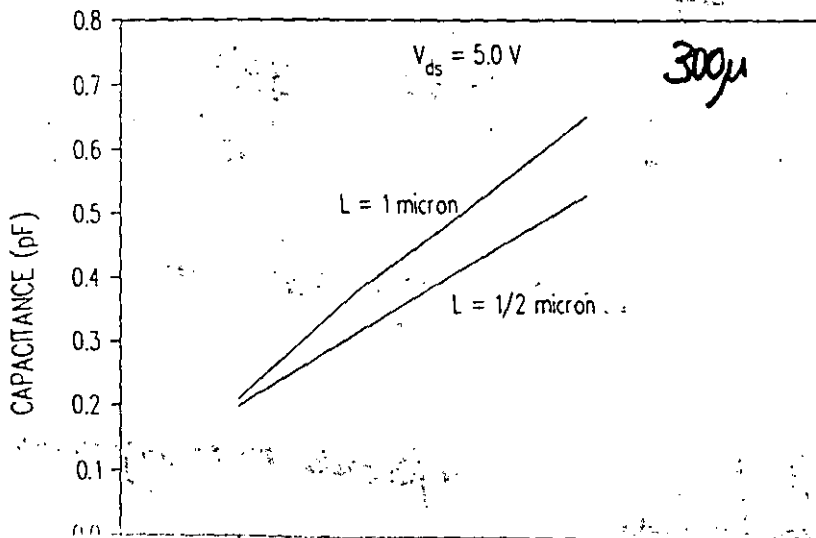
GATE-SOURCE CAPACITANCE



- Relacion lineal no usual pero como en los FET

- Otros son menos lineal

GATE-SOURCE CAPACITANCE



$1 \mu$  tiene doble area que  $0,5 \mu$  pero  $C_{gs}$  no se dobla:

fringing  $\begin{matrix} G-D \\ G-S \end{matrix}$  cte

permanecen en  $lc$

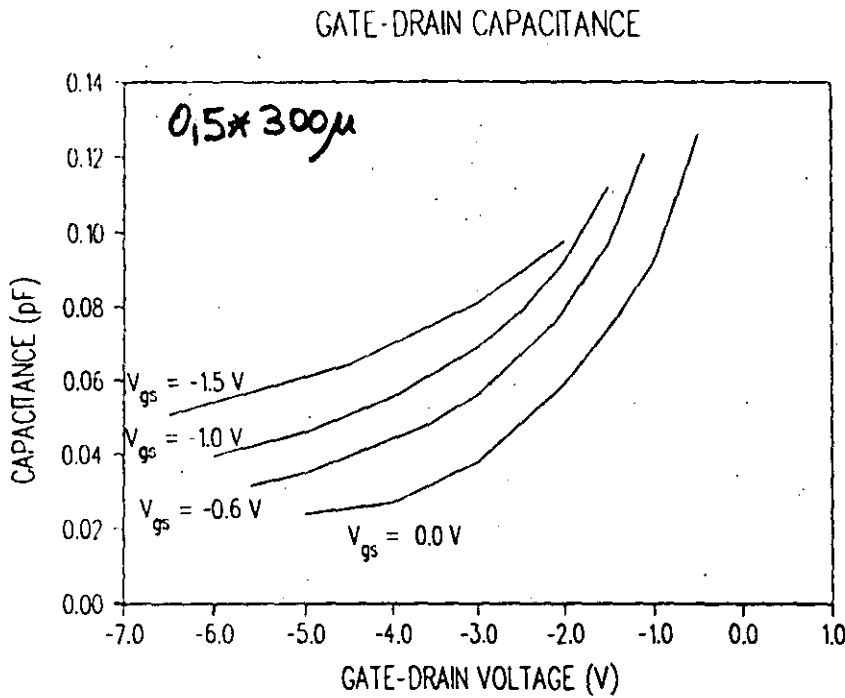
$N_d \uparrow \rightarrow C_{gs} \uparrow$

$L \downarrow$  requiere  $N_d \uparrow$

procesos cancelados  $\Rightarrow C_{gs}/W \approx 1 \text{ pF/mm}$

$C_{gd}$  .- Importante en microondas

- Aislamiento entrada salida :  $C_{gd} \downarrow$  aislamiento  $\uparrow$



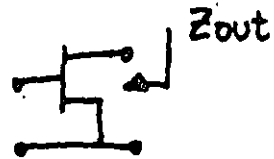
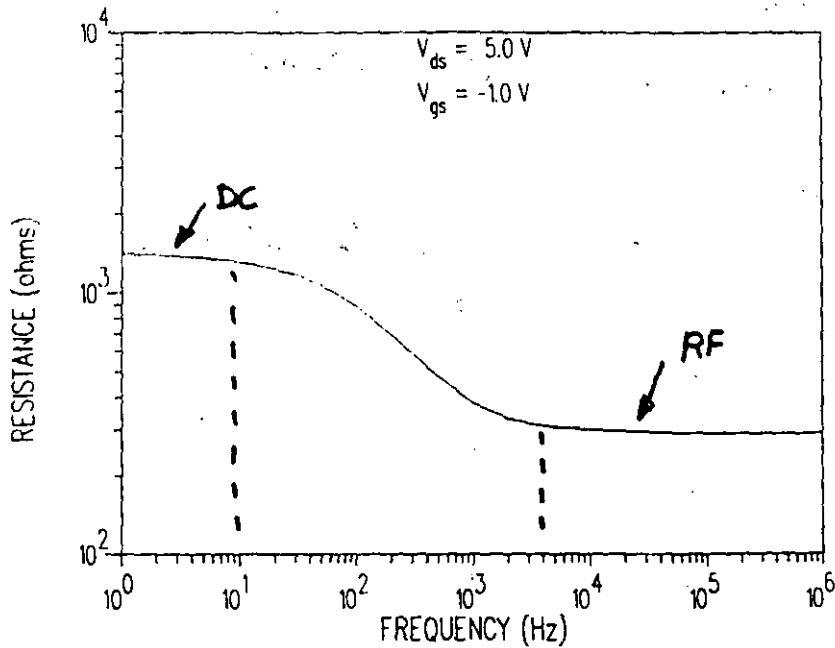
Similar a  $C_{gs}$ .

# EFFECTOS DE SEGUNDO ORDEN

## 1) RESISTENCIA DE SALIDA

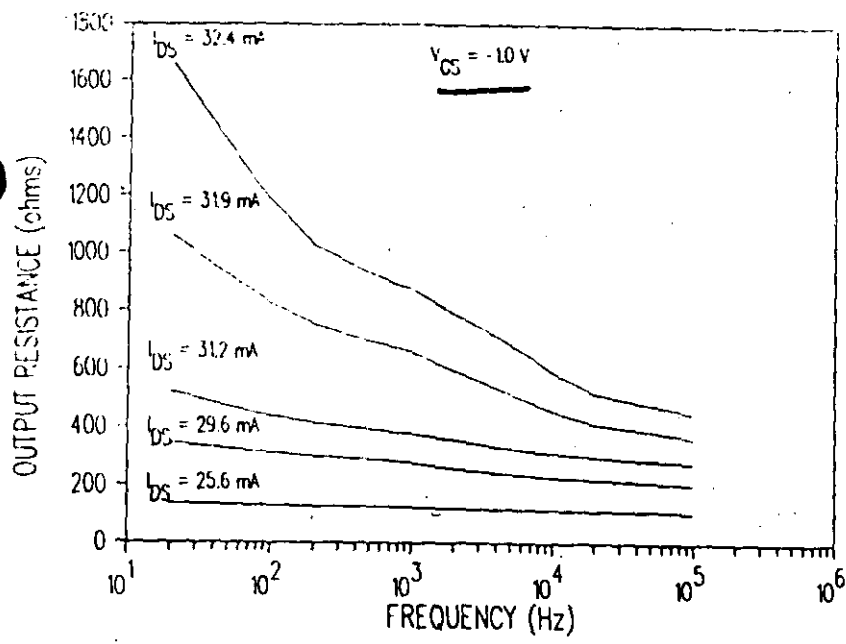
----- < 1 MHz RF microondas

OUTPUT RESISTANCE vs FREQUENCY

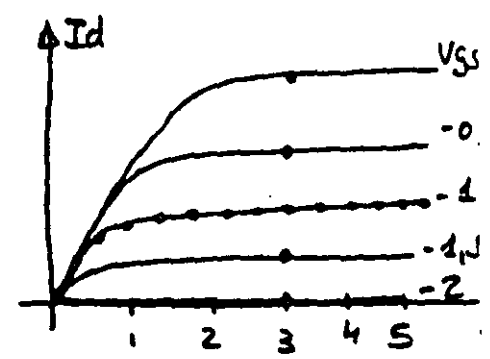


$$R_{out} \approx \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_0$$

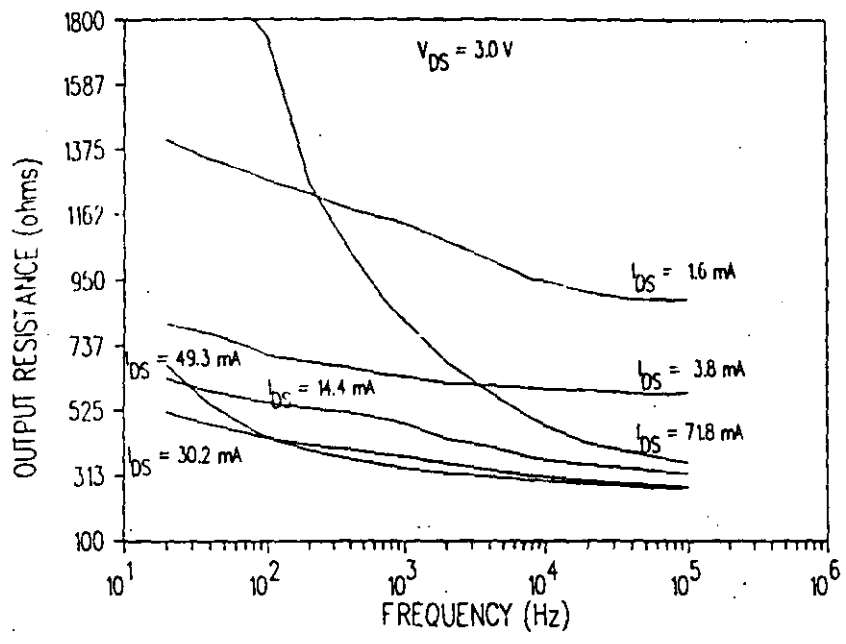
OUTPUT RESISTANCE vs FREQUENCY



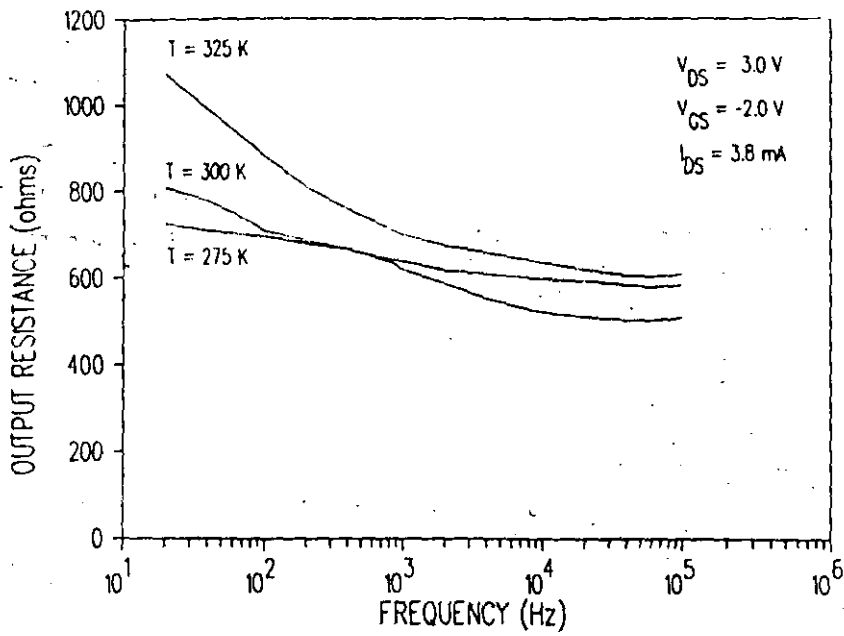
- $V_p \cong -2V$
- $I_{DSS} \cong 70mA$



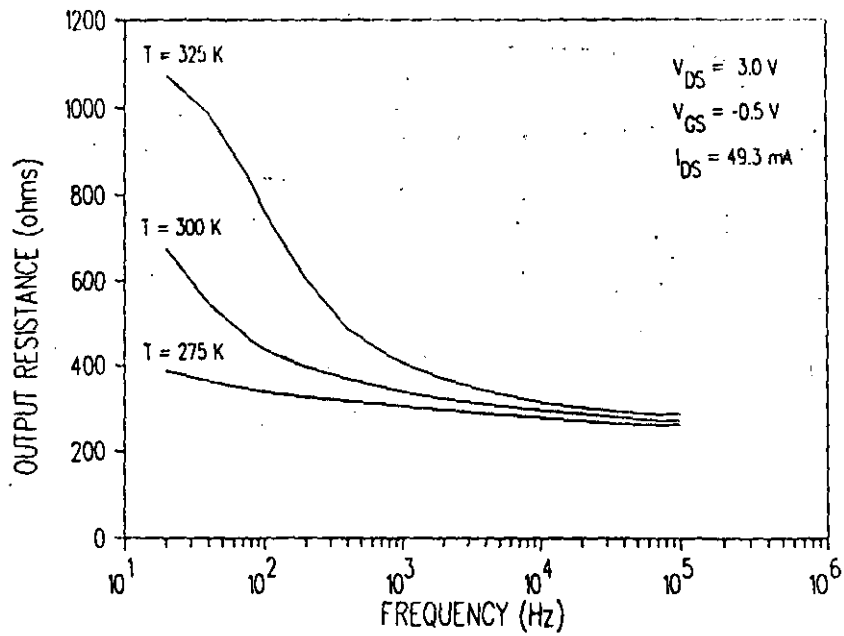
OUTPUT RESISTANCE vs FREQUENCY



OUTPUT RESISTANCE vs FREQUENCY



OUTPUT RESISTANCE vs FREQUENCY



## INDUCTANCIAS PARASITAS (Lg, Ld, Ls)

- Pads de los contactos metálicos
- $0,5 \mu$  i menor Lg la mayor en general
- $\left\{ \begin{array}{l} \bullet Lg \text{ y } Ld \text{ en el rango } 5 - 40 \text{ pH} \\ \bullet Ls \text{ menor } \approx 1 \text{ pH por "vic-hole" gnd} \end{array} \right.$
- "bond-wire" inductancias : añadir  $0,1 - 0,3 \text{ nH}$  orden

## RESISTENCIAS PARASITAS (Rg, Rd, Rs)

- $R_s$  y  $R_d$  : contacto ohmico + buelk }  $\approx 1 \Omega$
- $R_g$  : metalización de Gate
- Algo dependientes con la polarización.  $\rightarrow$  cte.

## CAPACIDADES (Cgs, Cgd, Cds)

- $C_{gs}$  mayor en operación normal
- $C_{gd} \ll C_{gs}$  pero crítica en el ajuste a S' } DEP. CON D
- $C_{ds}$  capacidad geométrica  $\approx$  cte con DC

$$C_{gs} \approx 4 \text{ pF/mm de anchura } w$$

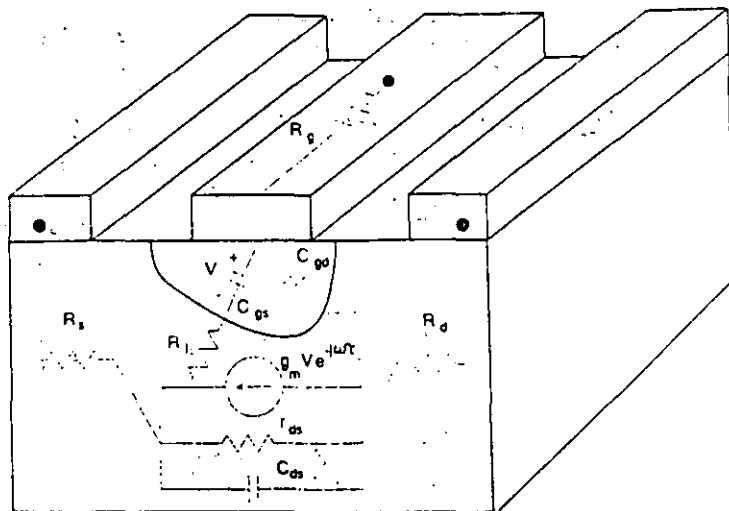
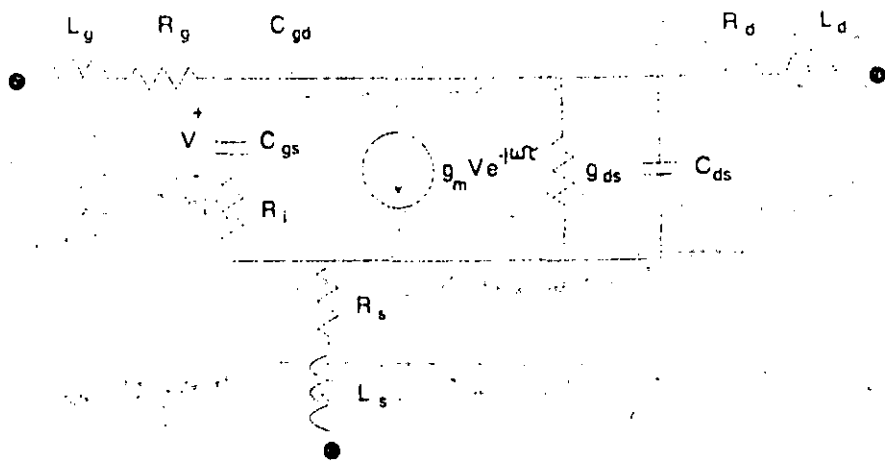
$$C_{dg} \approx 1/10 \cdot C_{gs}$$

$$C_{ds} \approx 1/2 C_{gs}$$



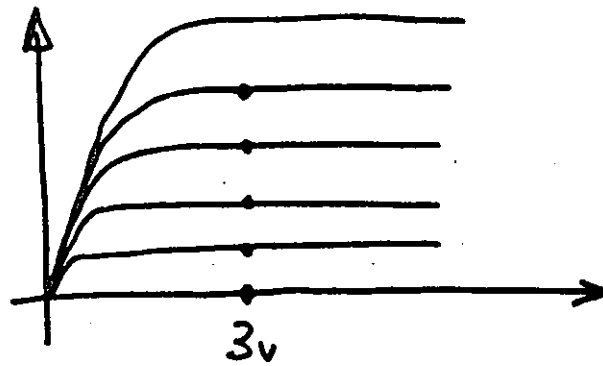
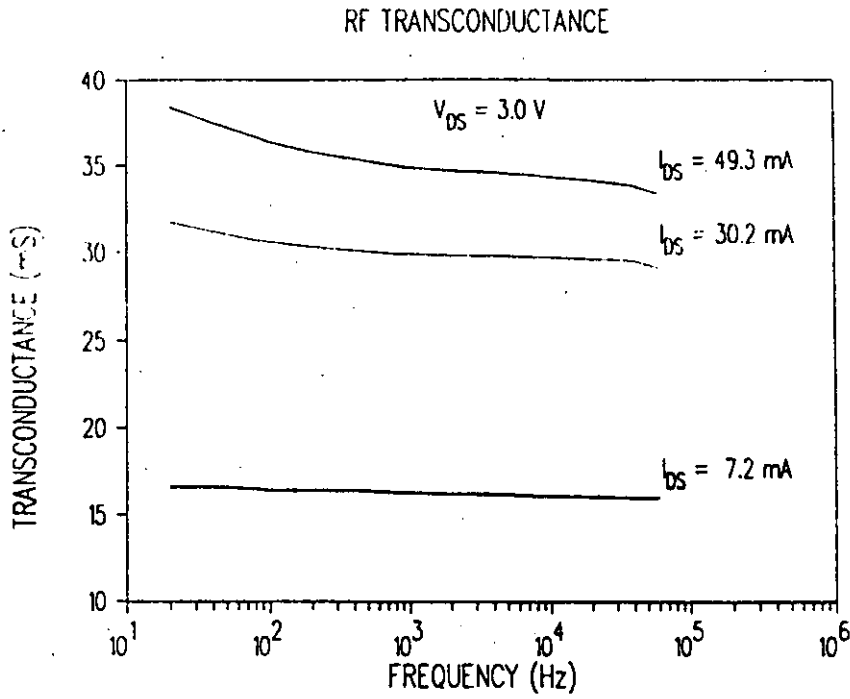
# MODELOS PEQUEÑA SEÑAL

- Unión con  $S$  medidos
- Válido en un punto DC.
- Extensión de rango de validez de  $S$
- Fácilmente escalable.



TRANSCONDUCTANCIA (gm)  
5 - 25%

- afectan a la predicción de ganancia.



## TRANSCONDUCTANCIA ( $g_m$ )

- ganancia intrínseca del FET

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}}$$

## CONDUCTANCIA DE SALIDA ( $g_{ds}$ )

- Adaptación de salida

$$g_{ds} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}}$$

## RETRASO EN TRANSCONDUCTANCIA ( $\tau$ )

- $g_m$  no responde instantáneamente a cambios en  $V_{gs}$
- $\tau$  tiempo de redistribución de carga

$$\tau \approx 1 \text{ pS}$$

## RESISTENCIA BAJO CANAL ( $R_i$ )

- Utilizada para adaptar  $S'$
- Significado físico cuestionable
- Difícil de extraer.

# REGLAS DE ESCALADO

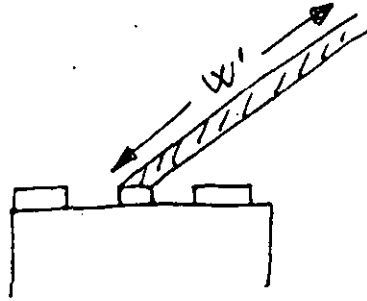
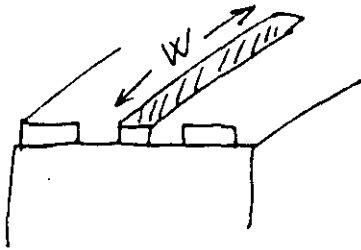
- Base : anchura de puerta  $w$
  - " : nº de dedos
- }  $\rightarrow W_d = w_d \cdot N_d$

a)

- Carga de deflexión y corriente proporcionales a  $w$  (anchura total)

$$\underbrace{g_m, g_{ds}, c_{gs}, c_{gd}} \propto \underbrace{w}$$

- $C_{ds}$  capacidad geométrica  $\propto w$



$$\text{factor } S_1 = \frac{w'}{w}$$

$$g'_m = g_m \cdot \frac{w'}{w}$$

$$g'_{ds} = g_{ds} \cdot \frac{w'}{w}$$

$$c'_{gs} = c_{gs} \cdot \frac{w'}{w}$$

$$c'_{gd} = c_{gd} \cdot \frac{w'}{w}$$

$$C'_{ds} = C_{ds} \cdot \frac{w'}{w}$$

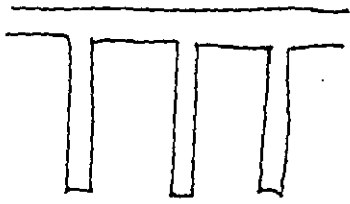
proporcionalidad directa.

b)  $R_d$  y  $R_s$  inversamente proporcional a la anchura  $w$ .

$$R = \frac{w}{I} \propto w$$

$$\begin{aligned} R'_d &= R_d \cdot \frac{w}{w'} \\ R'_s &= R_s \cdot \frac{w}{w'} \end{aligned}$$

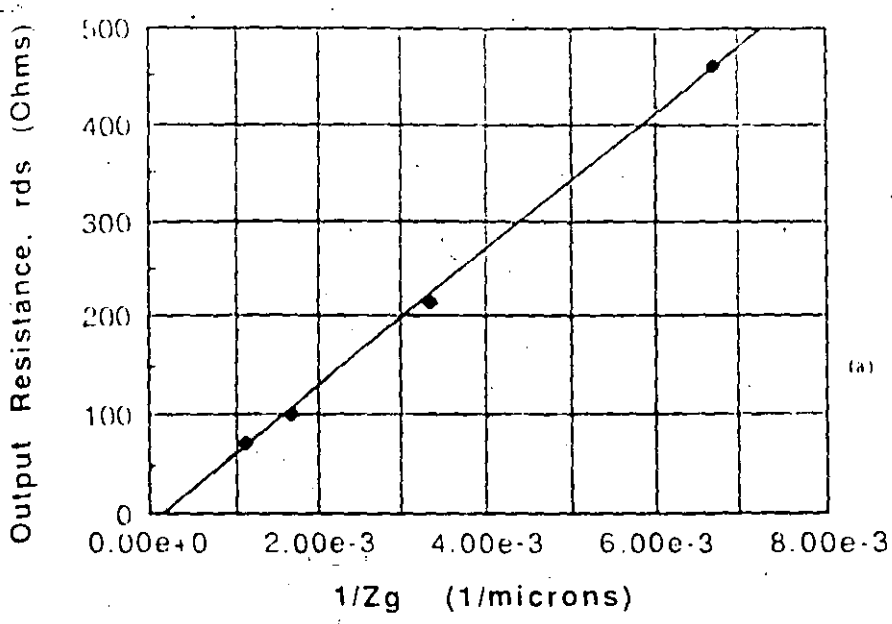
c)  $R_g$  proporcional a  $\frac{w}{N_d^2}$



$N=3$

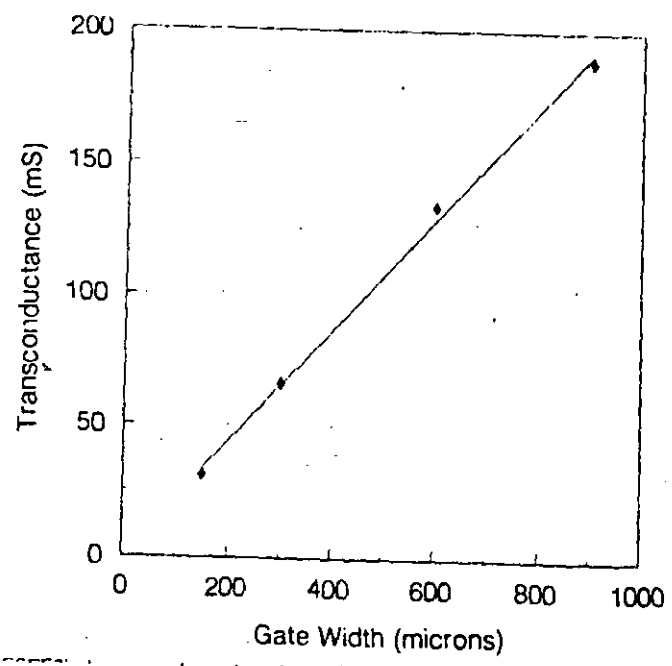
$w$  = anchura de gate  
 $N_d$  = n° de dedos

$$R'_g = R_g \cdot \frac{w'/N'^2}{w/N^2}$$



$$g'_{ds} = g_{ds} \cdot \frac{w'}{w}$$

- $150\mu \times 4 = 600\mu$
- $350\mu \times 4 = 1200\mu$
- $600\mu \times 8 = 4800\mu$
- $900\mu \times 8 = 7200\mu$



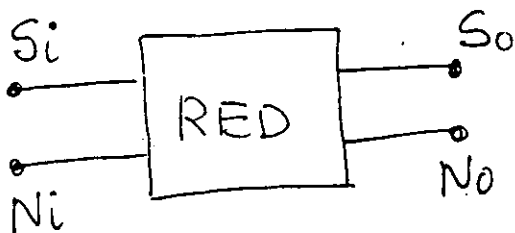
$$g'_m = g_m \cdot \frac{w'}{w}$$

Si no hay adaptación

$$Z \neq R$$

$$P_N = (1 - |r|^2) KTB$$

- Características de ruidos de una red



$$S_o = G \cdot S_i$$

factor de ruidos  $F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{N_o}{G N_i} > 1$

Red ideal sin ruidos (no añade)  $N_o = G \cdot N_i \Rightarrow F = 1$

$$F_{db} = 10 \cdot \log(F)$$

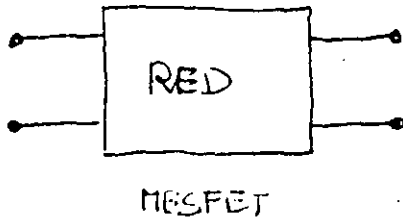
Temperatura equivalente de ruidos

$$F_{db} = 10 \cdot \log\left(1 + \frac{T_N}{T_0}\right)$$

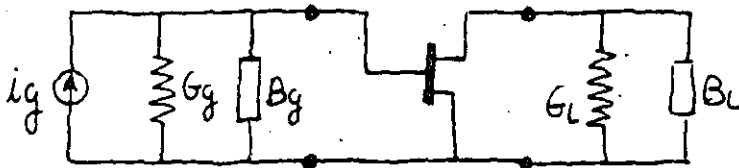
$T_0 = 290^\circ K$   
ambiente

En sistemas que contienen resistencias que actúan solo como fuentes térmicas

$$F = 1 + \frac{T_N}{T_0} \left[ \frac{1}{G} - 1 \right]$$



- Modelo equivalente de ruido
- fuentes internas de ruido
- Adaptación es determinante en el ruido.



$$\otimes F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_g} \left[ (G_g - G_{opt})^2 + (B_g - B_{opt})^2 \right]$$

$F_{\min}$  = figura de ruido para  $Y_g = Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$   
 $R_n$  = resistencia equivalente de ruido

$$\otimes F = F_{\min} + \frac{4 R_n |G_g - G_{opt}|^2}{Z_0 (1 - |G_g|^2) \cdot |1 + G_{opt}|^2}$$

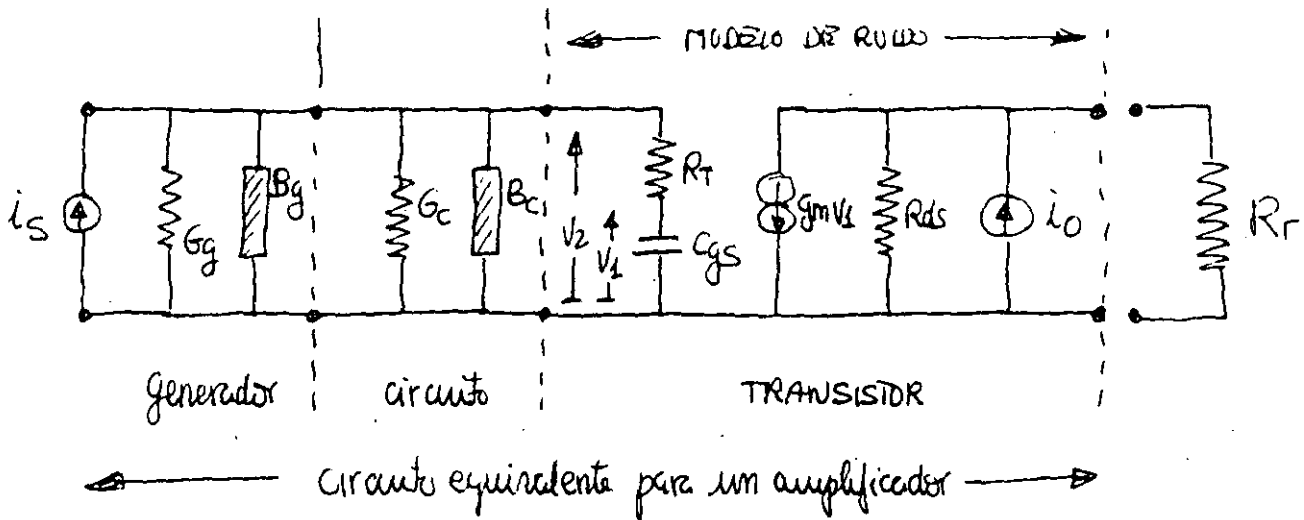
$R_n$  es bueno  $\downarrow$  pues permite  $Y_g \neq Y_{opt}$  sin degradación apreciable.

parámetros:  $F_{\min}$ ,  $R_n$ ,  $G_{opt}$ ,  $B_{opt}$ .

en MESFET dep. de  $T$ ,  $I_{ds}$ , geometría



MODELOS DE RUIDO : EMPÍRICOS : GUPTA



$Y_g = G_g + jB_g$  generador

$Y_c = G_c + jB_c$  circuito de adaptación de entrada

$R_T = R_g + R_s + R_i$  aproximación a la entrada FET

$i_o =$  fuente de ruido blanco de densidad espectral  $S_{i_o}$   $\rightarrow$  medida la veremos

Para medir  $S_{i_o}$ , se mide la potencia de ruido a la salida con G-S cortocircuito entrada en corto  $\Rightarrow$  potencia de ruido generada por el FET se disipa en  $R_{ds}$  y en resistencia de carga  $R_r$

medida :  $P_{out}$  de ruido en  $R_r$

$B$  ancho de banda efectivo de ruido

$f_L$  frecuencia de medida

$$S_{i_o}(f_L) = \frac{P_{out} (R_r + R_{ds})^2}{B \cdot R_{ds}^2 \cdot R_r} \cdot (A^2 / Hz)$$

• Si  $f_L$  es lo suf. alto para que el ruido en  $1/f$  sea despreciable  $\Rightarrow S_{i_o}$  es indep de la frecuencia (particularmente en rango microonda)

• " $S_{i_o}$ "  $f^0$  del estado DC del dispositivo

Supongamos  $f_0$  menor que el producto ganancia - ancho de banda

$$\omega_0^2 C_{GS}^2 R_T^2 \ll 1$$

Se simplifica el desarrollo del modelo

$$G_{in} = \frac{\omega^2 C_{GS}^2 R_T}{1 + \omega^2 C_{GS}^2 R_T^2} \quad ; \quad B_{in} = \frac{\omega C_{GS}}{1 + \omega^2 C_{GS}^2 R_T^2}$$

usando el modelo y la formulación de densidad espectral:

$$R_n = S_{io}(f_L) \cdot \left( \frac{1 + \omega^2 C_{GS}^2 R_T^2}{4KT g_m^2} \right)$$

La admitancia optima de ruido se escribe como:

$$G_{opt} = \left( G_{in}^2 + \frac{G_{in}}{R_n} \right)^{1/2}$$

$$B_{opt} = -B_{in}$$

con lo que la figura mínima de ruido:

$$F_{min} = 1 + 2 R_n G_{in} + 2 \left( R_n G_{in} + R_n^2 G_{in}^2 \right)^{1/2}$$

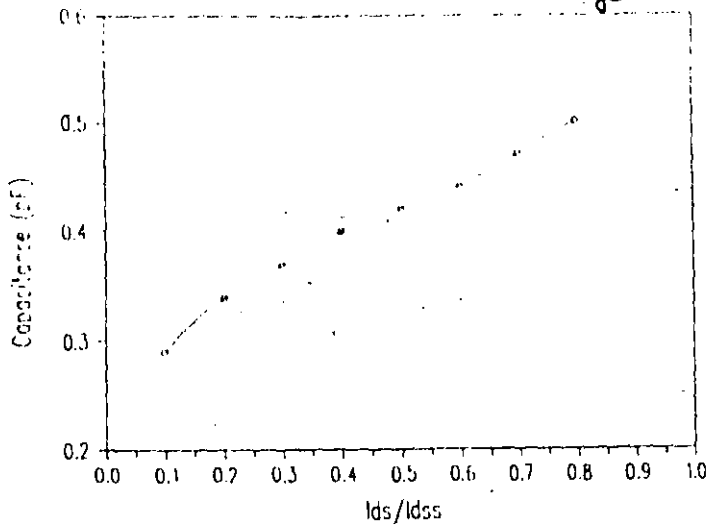
$G_{in}$ ,  $B_{in}$ ,  $R_n$ ,  $Y_{opt}$ ,  $F_{min}$  dependen

⊙ dispositivo

⊙ Polarización a la cual  $S_{io}$  es medido.

Gate Source Capacitance

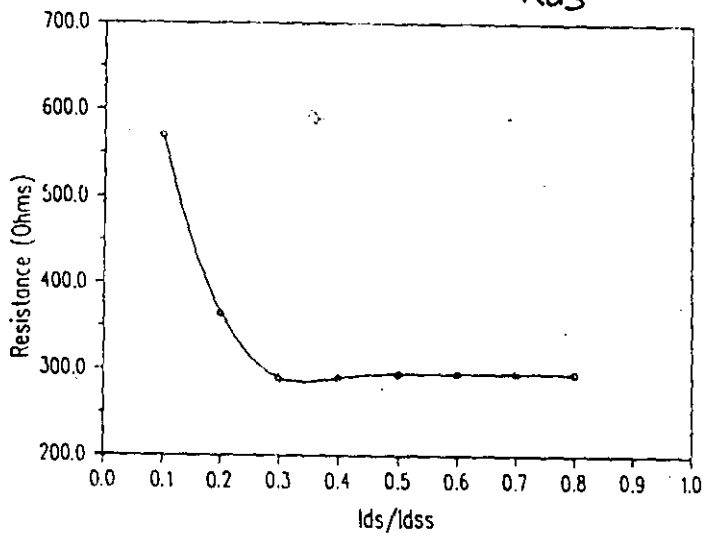
$C_{gs}$



$$R_T = R_g + R_{i1} + R_{i2} \quad 5.0$$

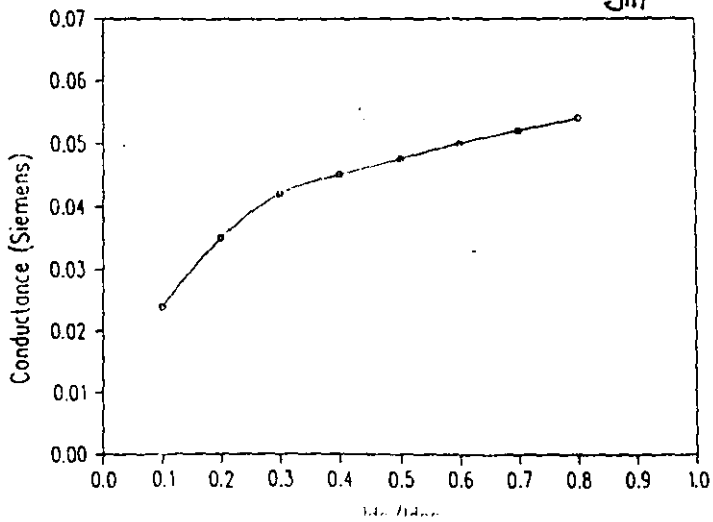
Output Resistance

$R_{ds}$

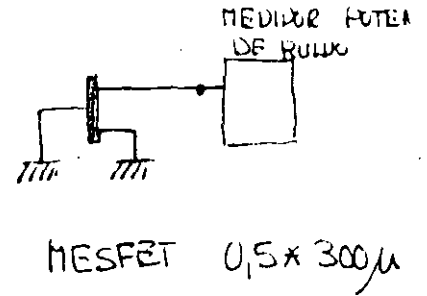


Transconductance

$g_m$

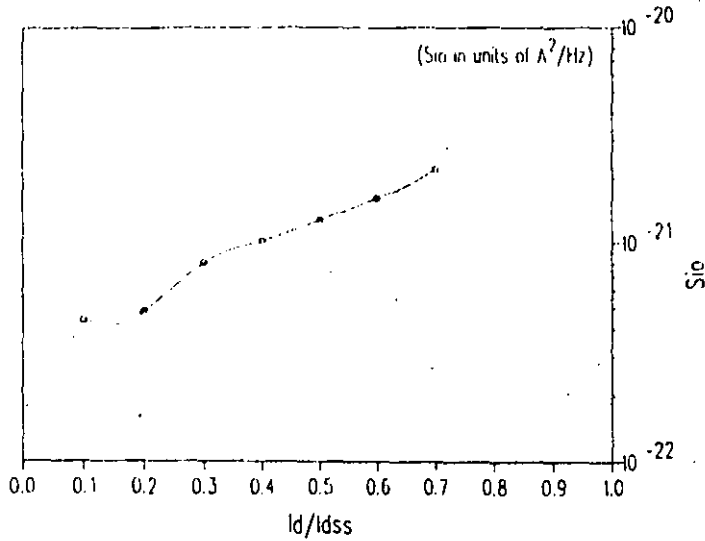


$I_d/I_{dss}$	Device Noise Power W/Hz	$S_{io}$ A <sup>2</sup> /Hz
0.10	$1.86 \times 10^{-20}$	$4.41 \times 10^{-22}$
0.20	$1.86 \times 10^{-20}$	$4.81 \times 10^{-22}$
0.30	$2.95 \times 10^{-20}$	$8.11 \times 10^{-22}$
0.40	$3.72 \times 10^{-20}$	$1.02 \times 10^{-21}$
0.50	$4.68 \times 10^{-20}$	$1.28 \times 10^{-21}$
0.60	$5.89 \times 10^{-20}$	$1.61 \times 10^{-21}$
0.70	$8.13 \times 10^{-20}$	$2.22 \times 10^{-21}$



$f_0 = 1.6 \text{ GHz}$

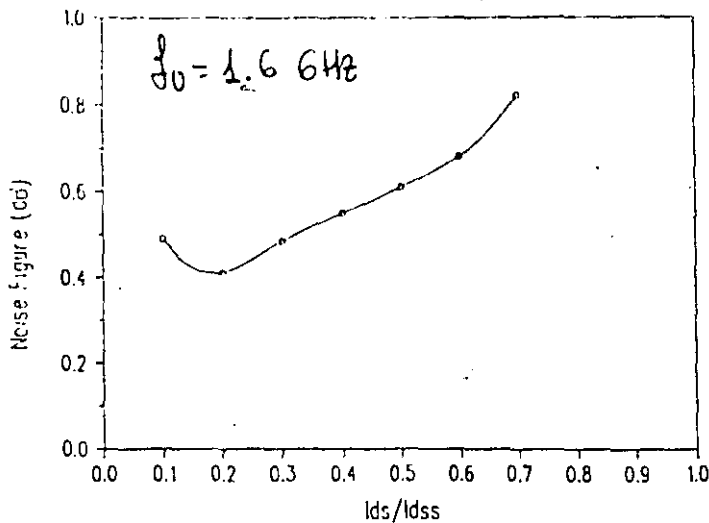
Noise Power Spectral Density



FORMULAS + MEDIDAS S<sub>io</sub>

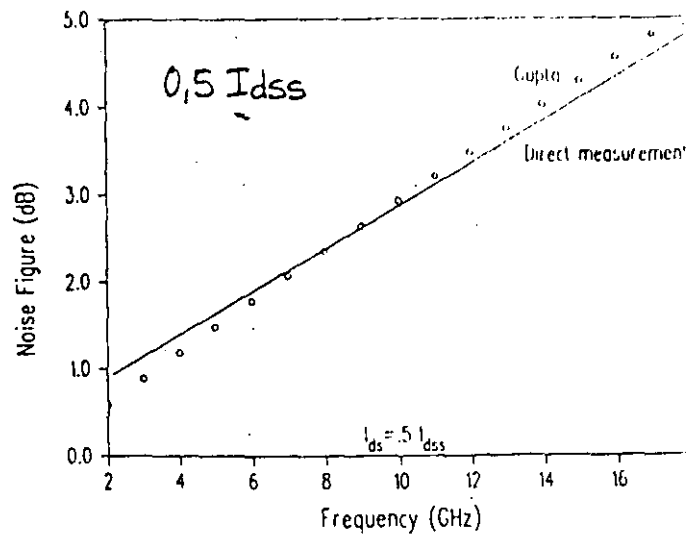


Minimum Noise Figure



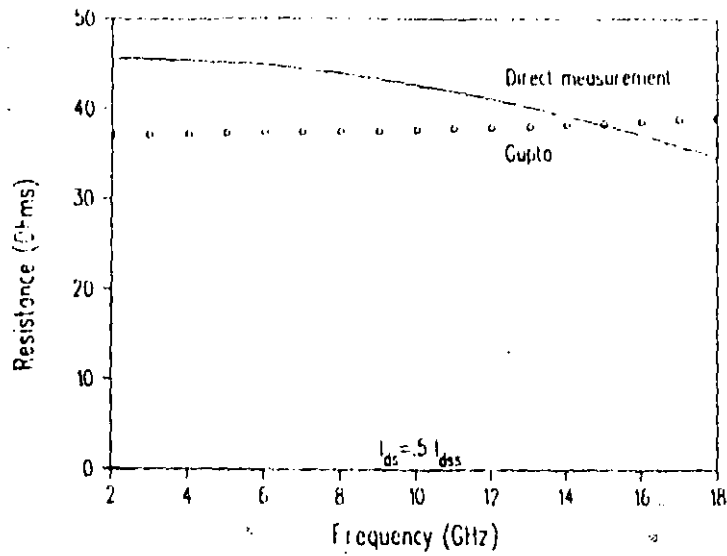
(FORMULAS) + (MEDIDAS F<sub>min</sub> + S<sub>io</sub>)

Minimum Noise Figure



Modelo sensitivo al RT. A veces difícil de medir.

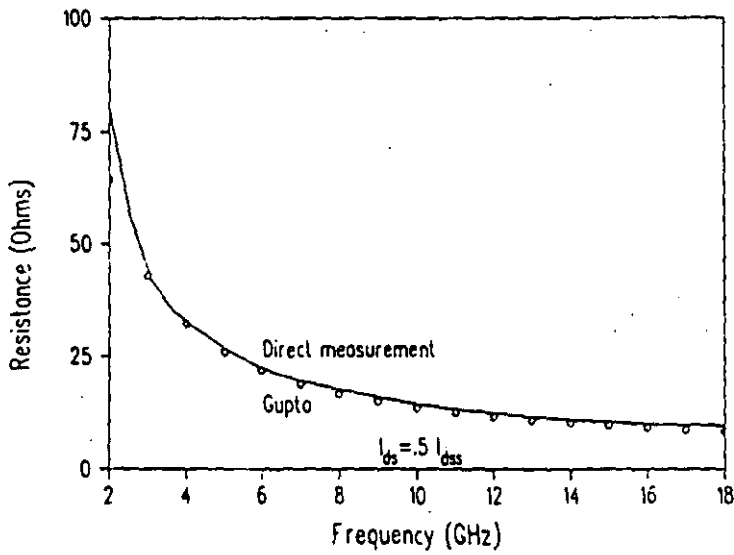
Noise Resistance



$R_n$

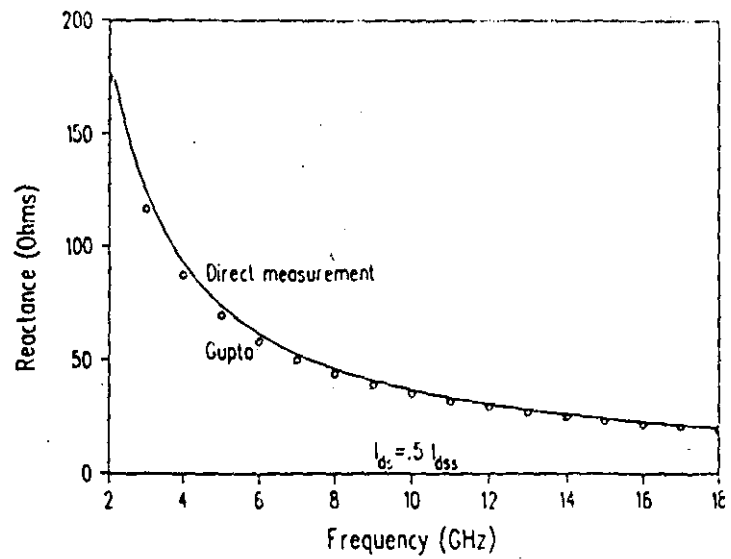
$R_{opt}$

Optimum Source Resistance



$X_{opt}$

Optimum Source Reactance



- Escalado modelo de ruido para transistor  $w$  a una polarización " $I_d$ "

$$S_1 = \frac{w'}{w} \quad S_2 = \frac{w'/N^2}{w/N^2}$$

$$R'_s = \frac{R_s}{S_1}$$

$$g'_m = g_m \cdot S_1$$

$$C'_{gs} = C_{gs} \cdot S_1$$

$$R'_g = R_g \cdot S_2$$

Escalado para el mismo valor  $I_d$

$$R'_n = R_n / S_1$$

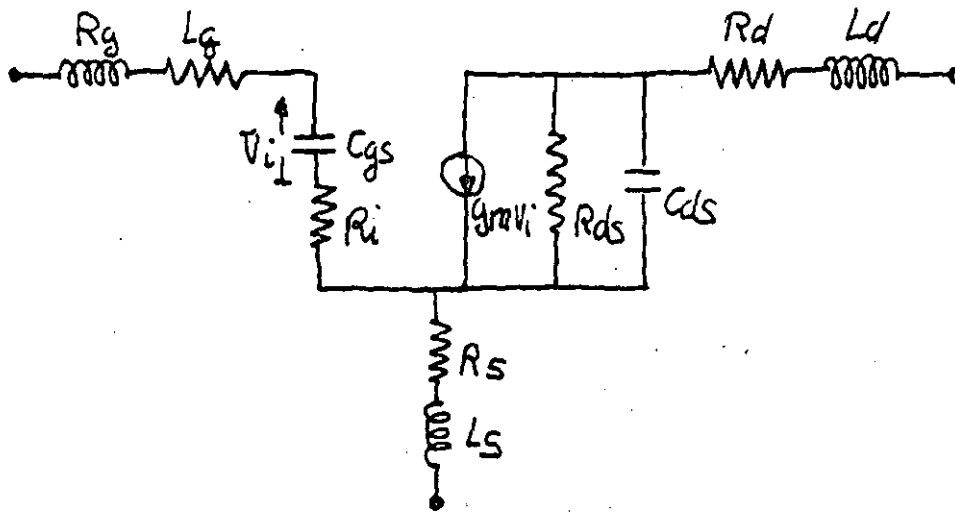
$$F_{min} = 1 + (F_{min} - 1) \sqrt{\frac{1 + (R_g/R_s)(S_1 \cdot S_2)}{1 + (R_g/R_s)}}$$

$$R'_{opt} = R_{opt} \cdot \left[ \frac{1 + (4g_m R_s) + (4g_m R_g S_1 S_2)}{1 + 4g_m R_s + 4g_m R_s} \right]$$

$$X'_{opt} = X_{opt} / S_1$$

# MODELO EMPIRICO DE FUKUI

- Simular a  $G_{ypte}$ : requiere
  - modelo pequeña señal (a un bias)
  - una medida de ruido.  $F_{min}, R_n, \Gamma_{opt}$  a
- Define un modelo de ruido a un DC bias dado.



$$F_{min} = 1 + K_1 \cdot f \cdot C_{gs} \left( \frac{R_g + R_s}{g_m} \right)^{1/2}$$

$$R_n = K_2 / g_m$$

$$R_{opt} = \frac{K_3}{f} \left[ \frac{1}{4g_m} + R_s + R_g \right] ; X_{opt} = \frac{K_4}{f \cdot C_{gs}}$$

- $f$ : operación
- $K_1, K_2, K_3, K_4$  factores empíricos de ajuste
- $R_g$  incluye  $R_i$

teóricamente 1 bit/s  $\rightarrow$  1 modelo p.s.  $\rightarrow$  1 medida de ruido

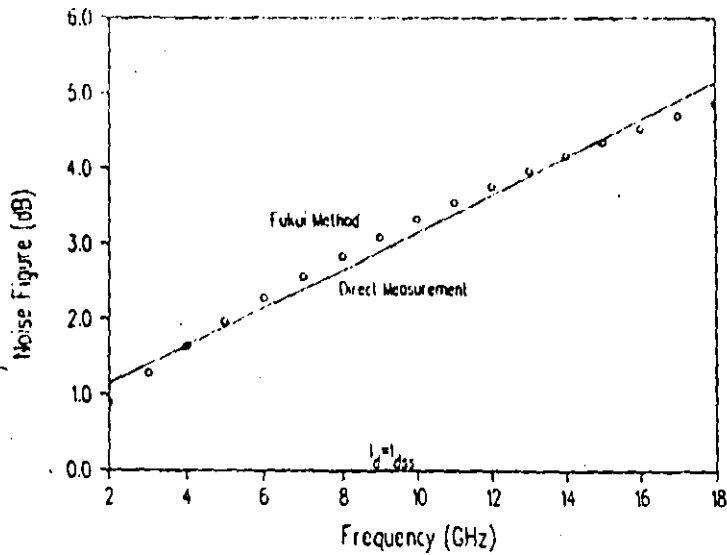
Frequency (GHz)	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_4$
2.0	0.0335	3.08	14.97	147.2
4.0	0.0255	3.33	16.00	174.0
6.0	0.0236	3.39	15.33	179.5
8.0	0.0233	3.35	14.42	177.4
10.0	0.0236	3.20	13.94	172.1
12.0	0.0243	3.00	13.44	165.8
14.0	0.0253	2.73	13.74	158.3
16.0	0.0265	2.45	14.15	150.5
18.0	0.0279	2.16	14.61	139.1

$g_m = 68 \text{ mS}$   
 $R_g + R_i = 4.4 \Omega$   
 $R_S = 1.73 \Omega$   
 $C_{gs} = 0.48 \text{ pF}$

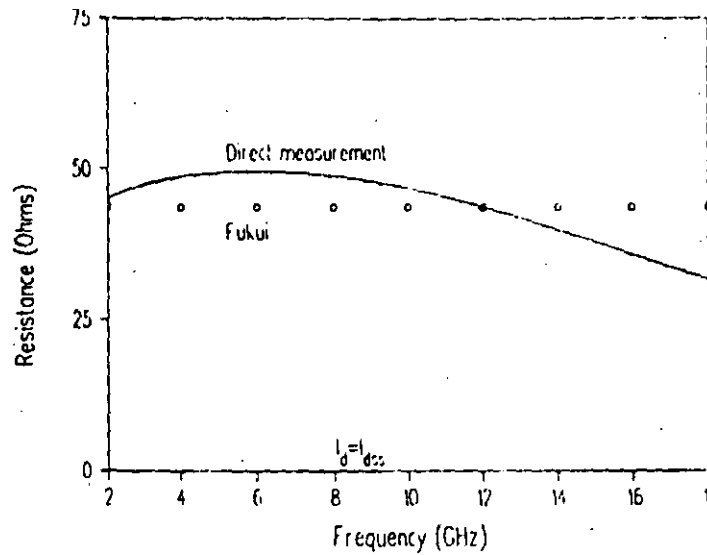
$$I_{ds} = I_{dss}$$

(casi independientes de  $f$ )  $\rightarrow$  valor medio para modelo

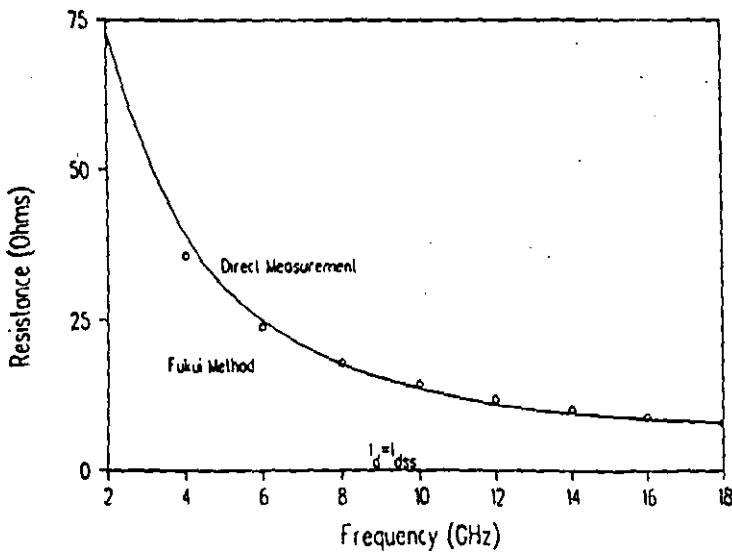
Minimum Noise Figure



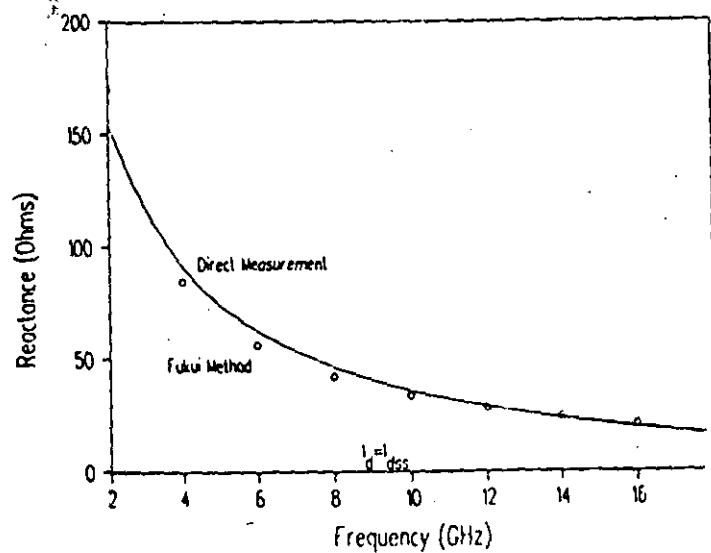
Noise Resistance



Optimum Source Resistance



Optimum Source Reactance



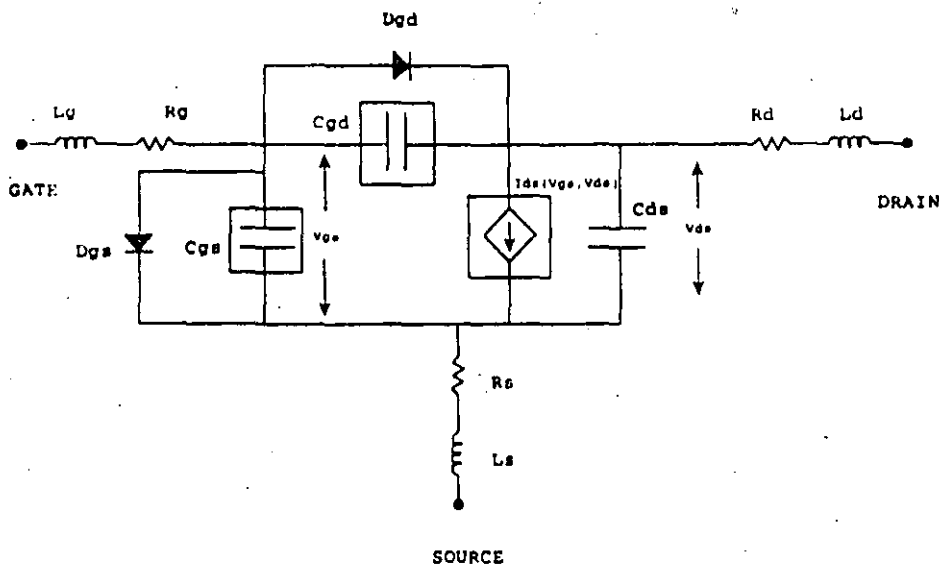


# MODELOS GRAN SEÑAL

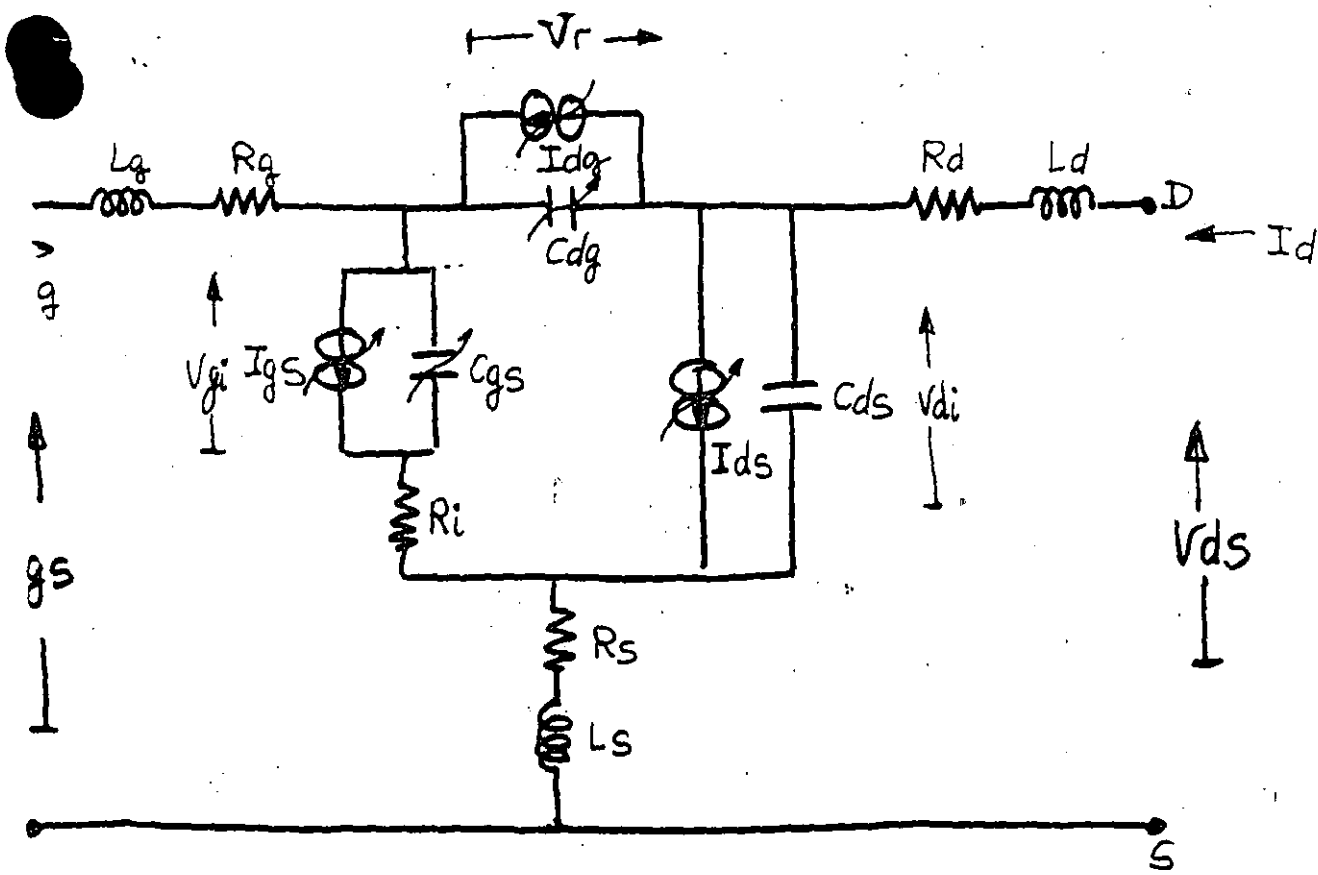
- Diferencia en modelos PS y GS
- Ventajas de modelo GS  $\rightarrow$  distorsión, Potencia, intermodulación.

## MODELOS EMPIRICOS

- Medidas  $\rightarrow$  ecuaciones matemáticas con fundamento físico



- $I_{ds}$   $\rightarrow$  no linealidad más importante
- $C_{gs}$   $\rightarrow$  capacidades
- $C_{gd}$   $\rightarrow$  capacidades
- $D_{gs}$   $\rightarrow$  union schottky
- $D_{gd}$   $\rightarrow$  modelado efecto avalancha.



$$\begin{aligned}
 I_d &= I_{ds} + I_{dg} \\
 I_g &= I_{gs} - I_{dg}
 \end{aligned}
 \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{(DC): } V_{ds} = R_d \cdot I_d + V_{di} + (I_g + I_d) \cdot R_s \\ V_{gs} = R_g \cdot I_g + V_{gi} + I_{gs} \cdot R_i + (I_g + I_d) \cdot R_s \end{array}$$

modelización

- $C_{gs}(V_{gi}) \quad \text{-----} \quad C_{gs}(V_{gi}, V_{di})$
- $I_{gs}(V_{gi})$
- $C_{dg}(V_r) \quad \text{-----} \quad C_{dg}(V_{gi}, V_{di})$
- $I_{dg}(V_r)$
- $I_{ds}(V_{gi}, V_{di})$

## UNION SCHOTTKY:

$$I_{gs} = I_s \cdot [e^{\alpha V_{gi}} - 1]$$

$$\alpha \approx \frac{q}{nKT} ; I_s \approx \text{pA}$$

$$C_{gs} = \frac{C_{gs0}}{\sqrt{1 - V_{gi}/V_{\phi}}} \quad ; \quad \frac{C_{gs0}}{(1 - V_{gi}/V_{\phi})^m}$$

$$m \approx 0,5$$

$$V_{\phi} \approx 0,8 \text{V}$$

$$C_{gs0} \approx 0,5 \text{ pF}$$

## BREAKDOWN + $C_{dg}$

$$I_{dg} = I_{sr} [e^{\alpha_r V_r} - 1]$$

$$\alpha_r \approx 2$$

$$I_{sr} \approx \text{pA}$$

$$C_{dg} = \frac{C_{dg0}}{\sqrt{1 - V_r/V_{\phi}}} \quad ; \quad \frac{C_{dg0}}{(1 - V_r/V_{\phi})^m}$$

$$m \approx 0,5$$

$$V_{\phi} \approx 0,8$$

$$C_{dg0} \approx 0,05 \text{ pF}$$

Ecuaciones clásicas de union Schottky.

MODELO DE CURTICE

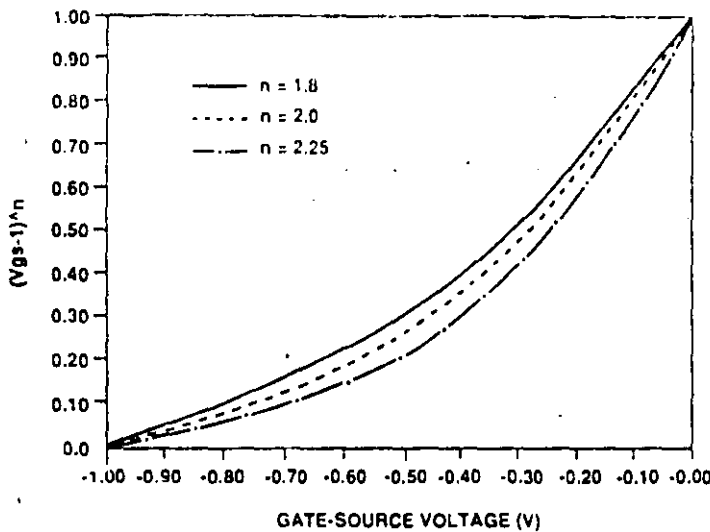
$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \beta (V_{gs} - V_{to})^2 \cdot (1 + \lambda V_{ds}) \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds})$$

param :  $\alpha, \beta, \lambda, V_{to}$

$$* g_m = 2\beta (V_{gs} - V_{to}) \cdot (1 + \lambda V_{ds}) \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds})$$

$$* g_{ds} = \beta (V_{gs} - V_{to})^2 \cdot (1 + \lambda V_{ds}) \cdot \alpha / \cosh^2(\alpha V_{ds}) + \beta (V_{gs} - V_{to})^2 \cdot \lambda \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds})$$

• Termino  $\beta (V_{gs} - V_{to})^2$  modela comportamiento cuadrado  $I_d \leftrightarrow V_{gs}$

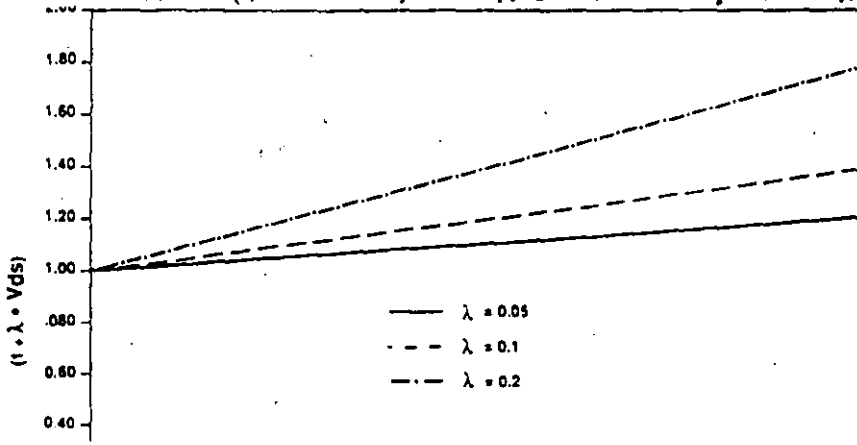


$$(V_{gs} - V_{to})^n$$

$$V_{to} = 1$$

Cambio de curvatura.

• Termino  $(1 + \lambda V_{ds})$  modela la pendiente final de las curvas



$$(1 + \lambda V_{ds})$$

## PROCEDIMIENTO PARA MODELOS HEMT

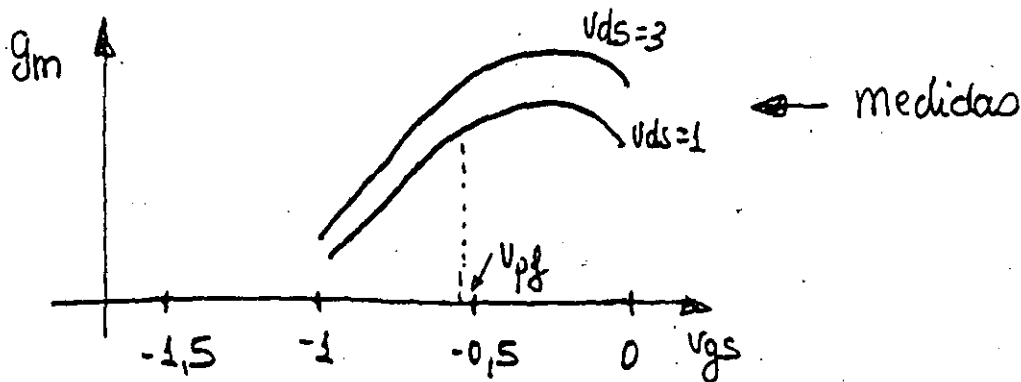
- Comportamiento superior en frecuencia
- " " " ruido

mayor diferencia MESFET y HEMT está en "gm" y en "gds"

proximación: FET

$$\begin{cases}
 \bullet I_{ds_{FET}} = f_g(V_{gs}) \cdot f_d(V_{ds}) & \text{suponemos función no lineal separable} \\
 \bullet g_{m_{FET}} = f_d(V_{ds}) \cdot \frac{\partial f_g(V_{gs})}{\partial V_{gs}} \\
 \bullet g_{ds_{FET}} = f_g(V_{gs}) \cdot \frac{\partial f_d(V_{ds})}{\partial V_{ds}}
 \end{cases}$$

comportamiento HEMT:



proximación HEMT (gm)

$$g_m = g_{m_{FET}} - f_d(V_{ds}) \cdot \xi (V_{gs} - V_{p1})^\psi$$

$V_{p1}$ : voltaje al que la transconductancia degrada.

$\xi, \psi$ : parámetros empíricos de degradación

Integrando con respecto  $V_{gs}$  tenemos  $I_{ds}$

derivando  $I_{ds}$  con respecto a  $V_{ds}$  obteniendo  $g_{ds}$

$$g_{ds} = g_{dsFET} - g_{dspf}$$

aplicación al modelo de Curtice

$$I_{dsFET} = \begin{cases} \beta (V_{gs} - V_{TO})^2 \cdot (1 + \lambda V_{ds}) \cdot f_{gh}(\alpha V_{ds}) & V_{gs} > V_{TO} \\ 0 & V_{gs} < V_{TO} \end{cases}$$

$$g_{mFET} = \begin{cases} 2\beta (V_{gs} - V_{TO}) \cdot f_d & V_{gs} > V_{TO} \\ 0 & V_{gs} < V_{TO} \end{cases}$$

$$g_{dsFET} = \begin{cases} f_g \cdot (1 + \lambda V_{ds}) \frac{\alpha}{\cosh^2(\alpha V_{ds})} + f_g \cdot \lambda \cdot H(\alpha V_{ds}) & V_{gs} > V_{TO} \\ 0 & V_{gs} < V_{TO} \end{cases}$$

definimos aproximación  $g_m$  para HFEET

$$g_m = \begin{cases} g_{mFET} & V_{gs} \leq V_{pf} \\ g_{mFET} - f_d \cdot \frac{\psi}{\psi + 1} (V_{gs} - V_{pf})^{\psi} & V_{gs} > V_{pf} \end{cases}$$

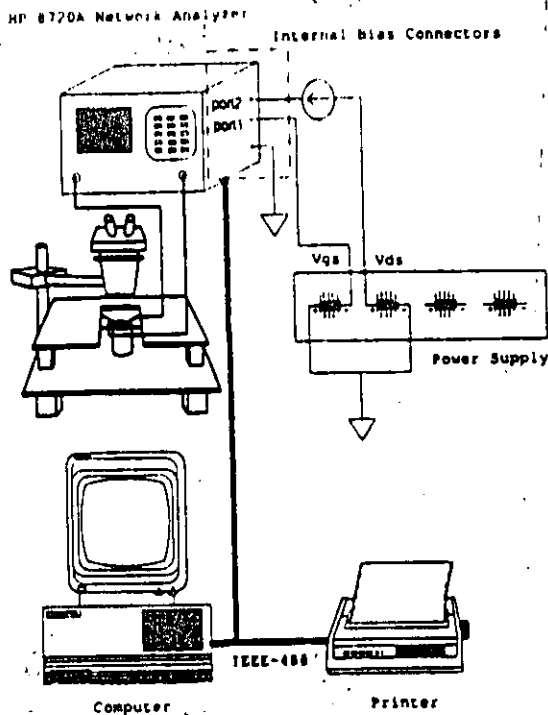
integrando obtenemos ecuación para  $I_{ds}$

$$I_{ds} = \begin{cases} I_{dsFET} & V_{gs} \leq V_{pf} \\ I_{dsFET} - \frac{\psi}{\psi + 1} (V_{gs} - V_{pf})^{\psi + 1} \cdot f_d & V_{gs} > V_{pf} \end{cases}$$

y la conductancia de salida se obtiene derivando:

$$g_{ds} = g_{dsFET} \quad V_{gs} \leq V_{pf}$$

# MEDIDAS DE PARAMETROS "S"



- Polarización a través de coaxiales
- Toma de DC  $\rightarrow$  computador
- Medida automática S
- Toma de S  $\rightarrow$  computador

BASE DE DATOS

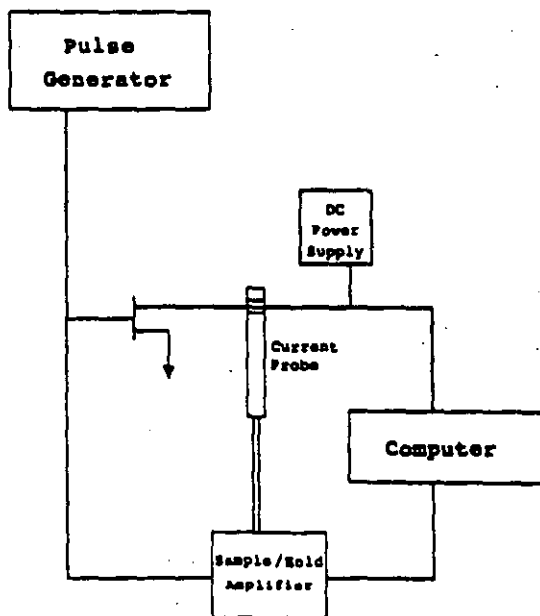
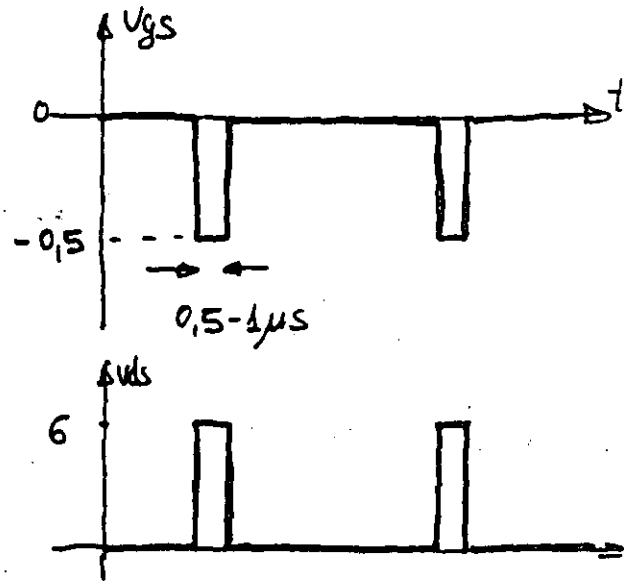
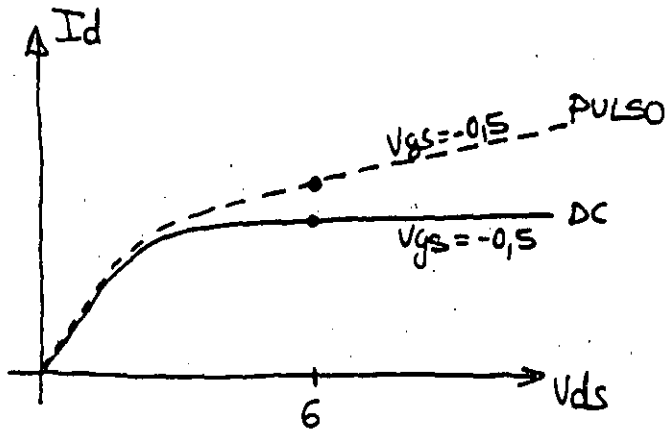
(necesaria calibración)

## Técnicas de calibración

- TRL
- SOLT
- LRM

# MEDIDAS PULSADAS

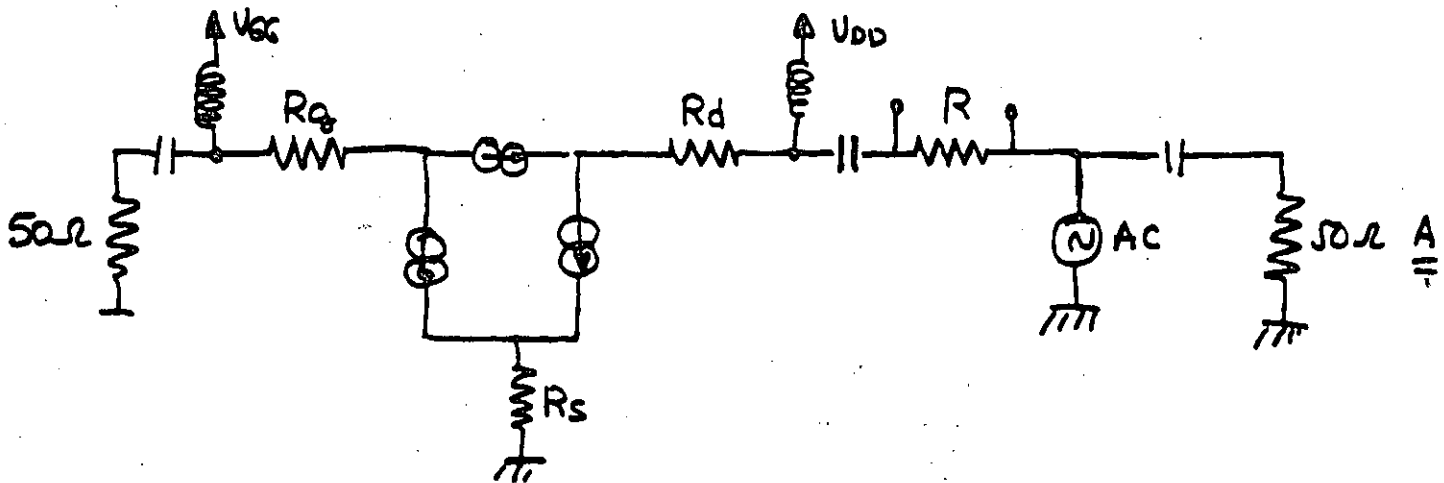
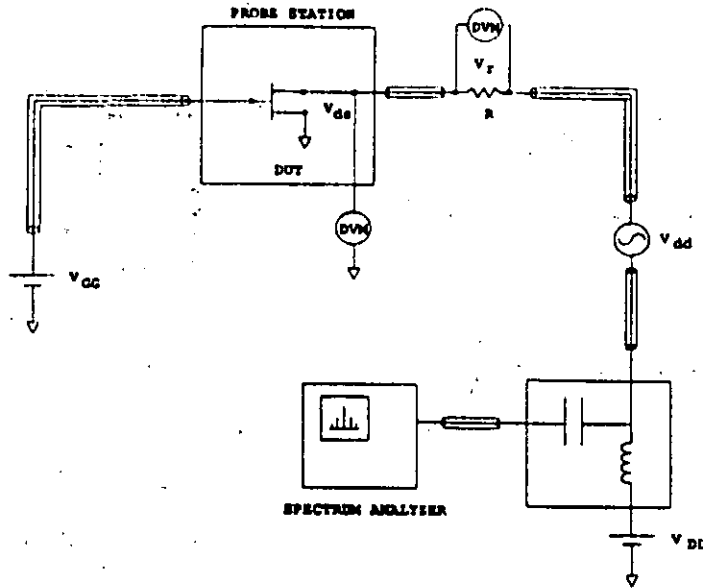
- Características de Avalanche
- " forward GATE
- Curves I-V dinámicas → gm y Rds después de dispersión



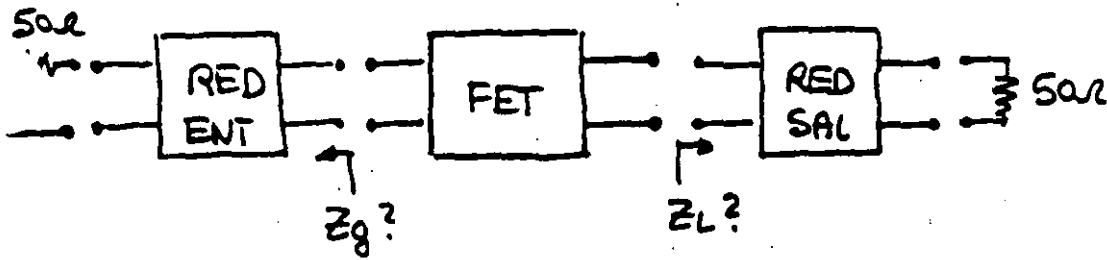


# MEDIDAS DE DISPERSION L.F.

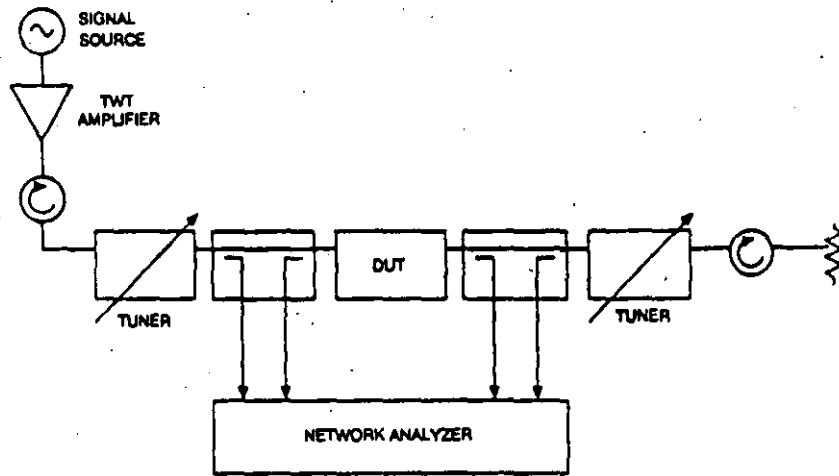
- Repaso DC
- Señal AC 50mV-250mV pequeña señal
- Medida de corriente AC en R prueba
- WAC variable Hz - 1MHz



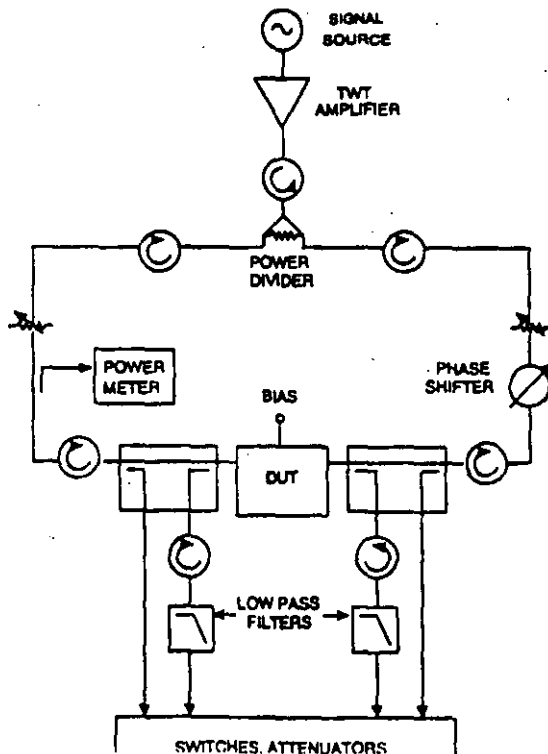
# MEDIDAS LOAD-PULL



- $P_{out}$  MAX
  - $G_{analic}$  MAX
  - $P_{dcd}$  MAX
- } en banda determinada



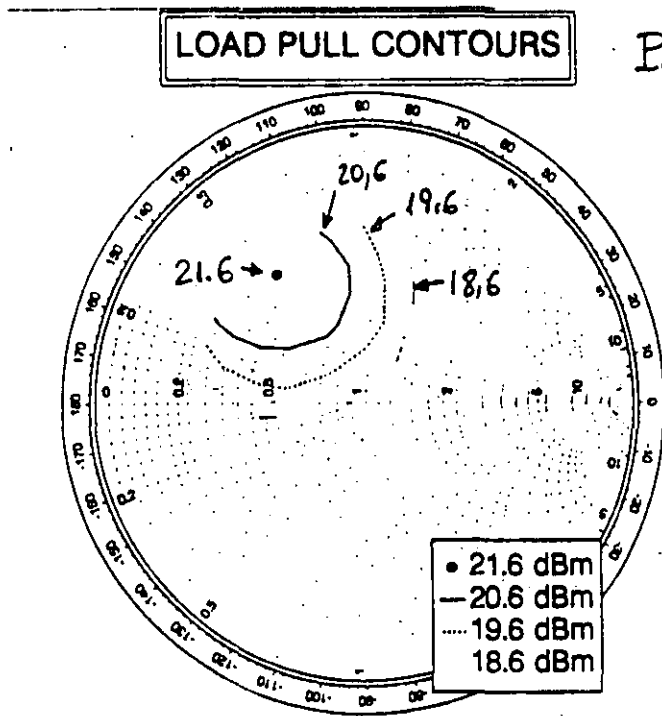
LOAD-PULL  
PASIVO



LOAD-PULL  
ACTIVO

## Load Pull Pasivo

- Tuners para cambiar impedancia
- Pin variable TWT
- Busqueda de  $Z_L$  para  $P_{out}$  constante  $\Rightarrow Z_g$  para adaptación en la entrada (a una frecuencia)
- Inconveniente: impedancias a los armónicos



MESFET

$$f_0 = 26 \text{ GHz}$$

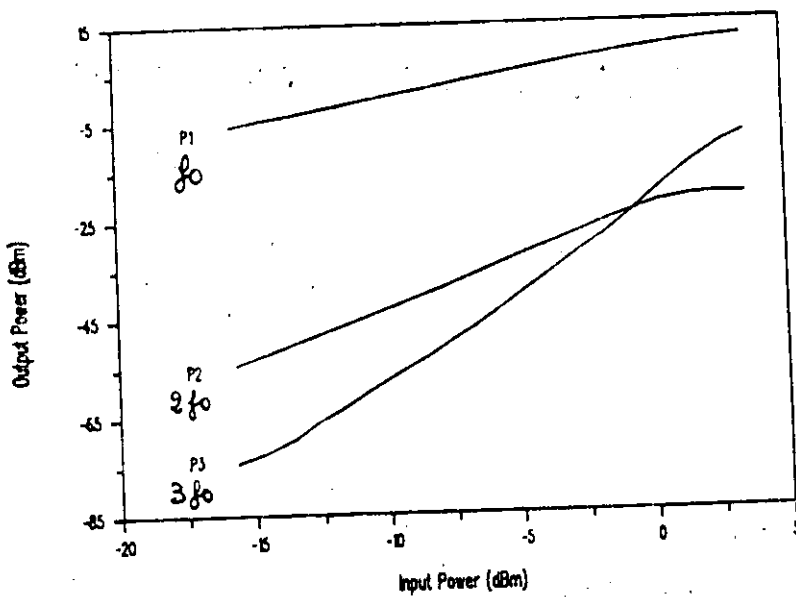
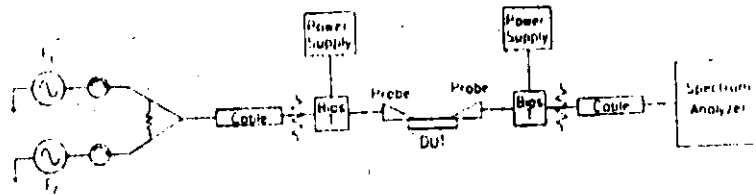
21.6 dBm: potencia de salida máxima

## Load Pull Activo

- $\neq$  Sintonizadores
- Sintonía a través de potencia en puertos y desfase
- Síntesis de cualquier carga sin límite

# MEDIDA DOBLE TONO ARMONICA

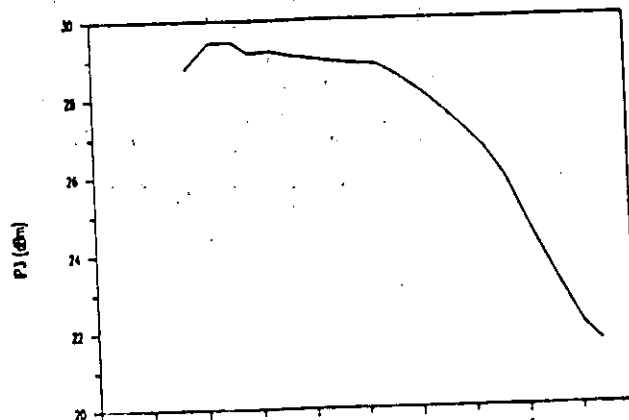
- Alternativa a load Pull
  - menos caro
- } → Información válida para verificación no para diseño



$$\begin{cases} F_1 = 2.6 \text{ GHz} \\ F_2 = 2.02 \text{ GHz} \end{cases}$$

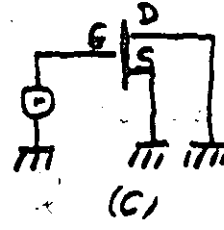
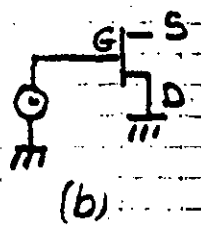
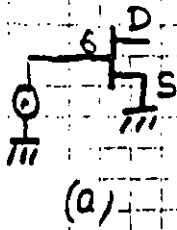
$\Delta f$  entre 2 y 20 MHz

- $F_1$  y  $F_2$  cercanos en frecuencia e iguales en magnitud
- Medida aumentando  $P_{in}$
- $P_{out}$  en A.E.
- Medida ganancia e IM3



IM3 2.6 GHz  
↙

• RESISTENCIAS DE ACCESO ( $R_g, R_d, R_s$ )

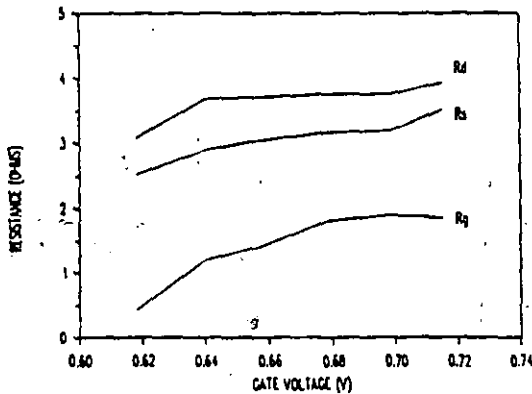


3 CONFIGURACIONES

- 1)  $R_{ser} = R_a = R_g + R_s$
- 2)  $R_{ser} = R_b = R_g + R_d$
- 3)  $R_{ser} = R_c = R_g + \frac{R_d R_s}{R_d + R_s}$

- $R_g = R_c - \sqrt{R_c^2 - R_c(R_a + R_b) + R_a R_b}$
- $R_d = R_b - R_g$
- $R_s = R_a - R_g$

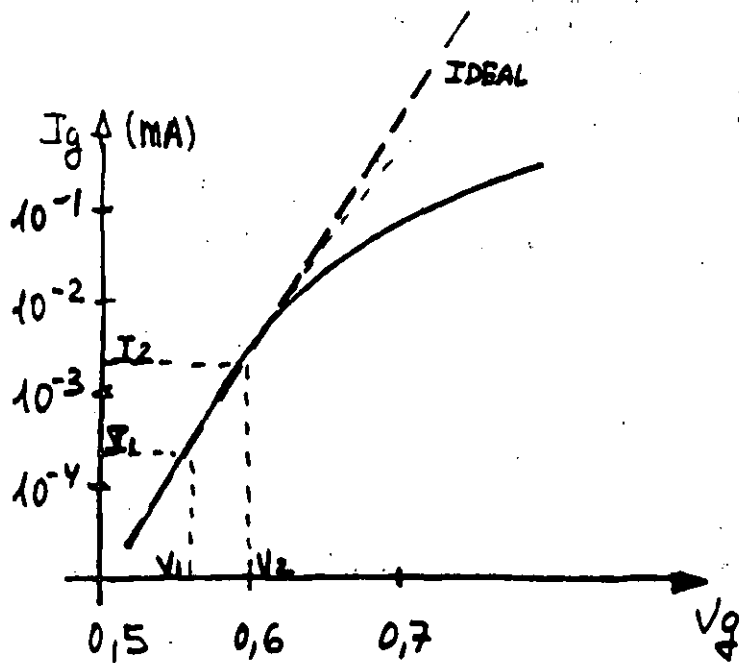
Valores ~~es~~ sensitivos a las condiciones de polarizacion de medida.



$R_d, R_s \cong cte$   
 $R_g$  dependiente bias.

- Valor RF para  $R_g$  10-50 menor
- Otros métodos

# UNION RECTIFICADORA SCHOTTKY



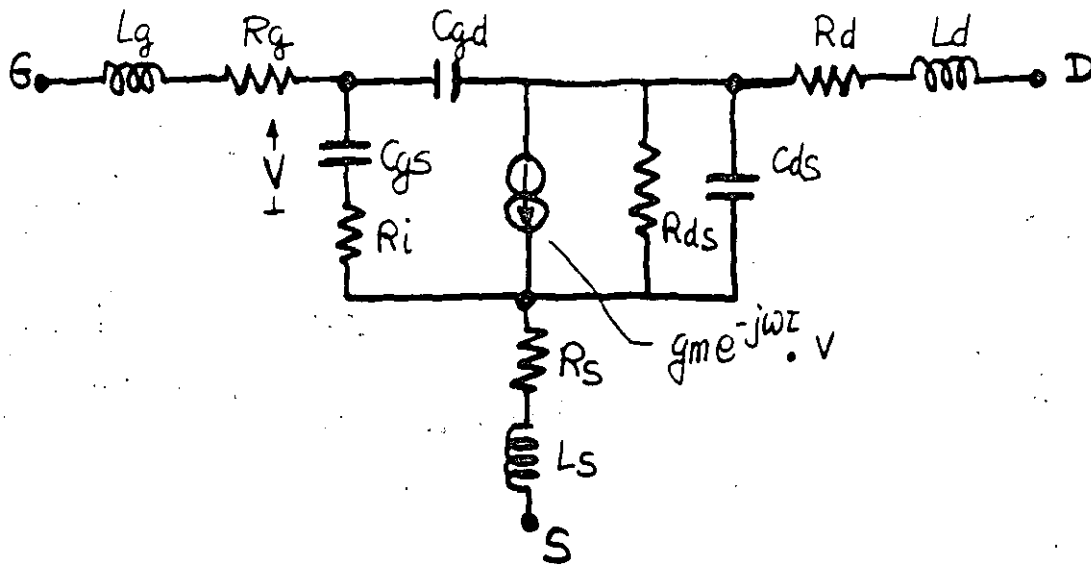
$$I_{gs} = I_s \left[ e^{\frac{qV_g}{nKT}} - 1 \right]$$

$$n = \frac{q(V_2 - V_1)}{KT \ln(I_2/I_1)} \quad \begin{matrix} 2 \text{ pun} \\ \text{lineal} \end{matrix}$$

$$I_s = \frac{I_g}{\left[ e^{\frac{qV_g}{nKT}} - 1 \right]} \quad \begin{matrix} 1 \text{ p} \\ \text{lineal} \end{matrix}$$

# UNION GATE-DRAIN BREAKDOWN

# EXTRACCION DE MODELO PEQUEÑA SEÑAL



Intrinsecos :  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $R_i$ ,  $R_{ds}$ ,  $g_m$ ,  $\tau$

Extrinsecos :  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$ ,  $L_g$ ,  $L_d$ ,  $L_s$

Elementos no dependientes con bias se pueden calcular a  $I_{dss}/2$

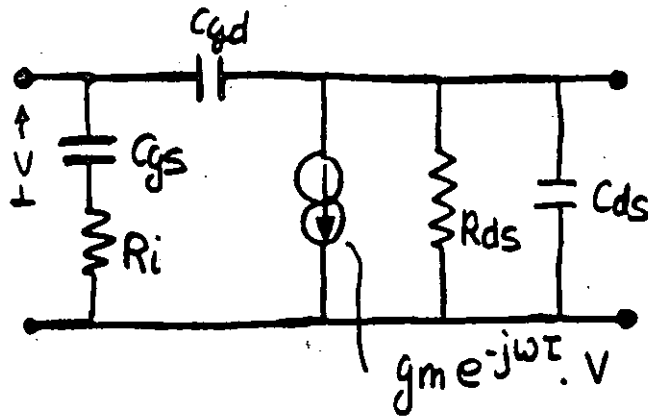
## Técnica Convencional

[S] en un bias } → Optimización con TOUCHSTONE, ADS, ...  
Modelo

- Problemas con el punto de partida.

## TECNICAS DE EXTRACCION DIRECTA

- Suponemos de momento las inductancias nulas
- Suponemos conocida  $R_g, R_d, R_s$



MESFET INTRINSECO

- Hacemos medidas S al transistor total
- Calculamos los parámetros  $Z'_m$  del transistor completo

$$Z'_{11m} = [(1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}] / \Delta$$

$$Z'_{12m} = [2 \cdot S_{12}] / \Delta$$

$$Z'_{21m} = [2 \cdot S_{21}] / \Delta$$

$$Z'_{22m} = [(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}] / \Delta$$

$$\Delta = (1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}$$

$[Z'_m]$  matriz normalizada a  $Z_0$

- Desnormalizando

$$[Z_m] = [Z'_m] * Z_0 \quad \text{cada elemento}$$

- Calculamos  $\bar{Z}_m$  del intrínseco

$$\bar{Z}_{11m} = Z_{11m} - R_g - R_s$$

$$\bar{Z}_{12m} = Z_{12m} - R_s$$

$$\bar{Z}_{21m} = Z_{21m} - R_s$$

$$\bar{Z}_{22m} = Z_{22m} - R_d - R_s$$

- Convertimos  $[Z] \rightarrow [Y]$  del intrínseco

$$\bar{Y}_{11m} = \bar{Z}_{22m} / \Delta_z$$

$$\bar{Y}_{12m} = -\bar{Z}_{12m} / \Delta_z$$

$$\Delta_z = \bar{Z}_{11m} \bar{Z}_{22m} - \bar{Z}_{12m} \bar{Z}_{21m}$$



- Parámetros Y del FET intrínseco:

$$Y_{11} = \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{D} + j\omega \left( \frac{C_{gs}}{D} + C_{gd} \right)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad D = 1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2$$

$$Y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + jR_i C_{gs} \omega} - j\omega C_{gd}$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega (C_{ds} + C_{gd})$$



COMPARACION

---

### EXTRACCION DE CAPACIDADES

- $C_{gd} = - \frac{\text{Im}[\bar{Y}_{12m}]}{\omega}$

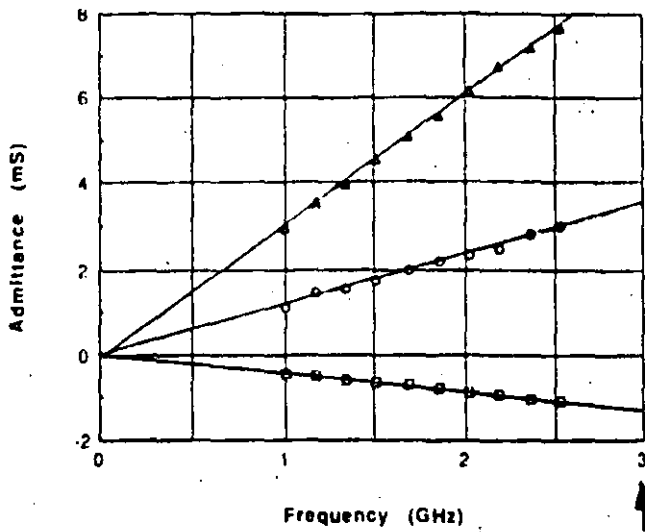
varias frecuencias → ajuste de línea por mínimos cuadrados.

- $C_{ds} = \frac{\text{Im}[\bar{Y}_{22m}]}{\omega} - C_{gd}$

↘ varias frecuencias → ajuste de línea por mín. cuadrados.

- $C_{gs} = \frac{\text{Im}[\bar{Y}_{11m}]}{\omega} - C_{gd} \quad \text{para } \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2 \ll 1$

↘ varias frecuencias → ajuste de línea por mín. cuadrados.



0,5 x 300μ FET

$V_{gs} = -0,8$

$V_{ds} = 3$

□ IM[y12]  
 ○ IM[y22]  
 ▲ IM[y11]



### EXTRACCION $g_m, g_{ds}$

•  $g_{ds} = \text{Re}[\bar{Y}_{22m}] \rightarrow$  en zona de baja frecuencia.

•  $g_m e^{-j\omega\tau} = g_{mr} + j g_{mi}$

$$g_{mr} = \text{Re}[\bar{Y}_{21m}] - \text{Im}[\bar{Y}_{21m}] R_i C_{gs} \omega - \omega^2 C_{gd} C_{gs} R_i$$

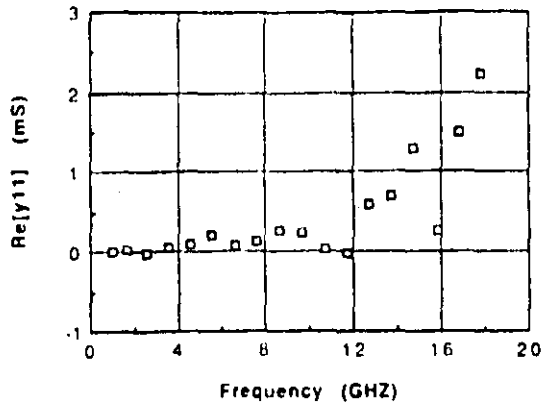
$$g_{mi} = \text{Re}[\bar{Y}_{21m}] R_i C_{gs} \omega + \text{Im}[\bar{Y}_{21m}] + \omega C_{gd}$$

$$g_m = \sqrt{g_{mr}^2 + g_{mi}^2}$$

en zona de baja frecuencia  $g_m \approx \text{Re}[\bar{Y}_{21}]$

# EXTRACCION Ri, T

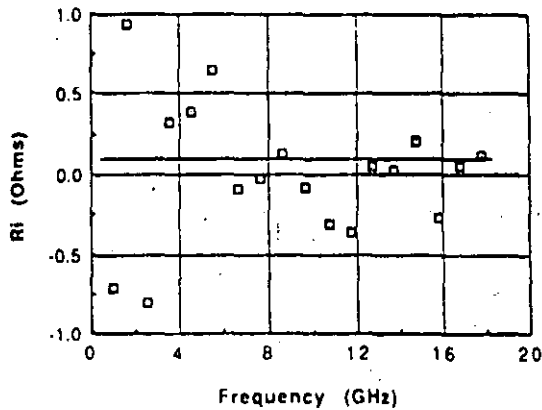
- Mayor dificultad
- Ri de extracción de datos a alta frecuencia.



$$R_i = \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4 \operatorname{Re}[Y_{11m}]^2}{\omega^2 C_{gs}^2}}}{2 \operatorname{Re}[Y_{11m}]}$$

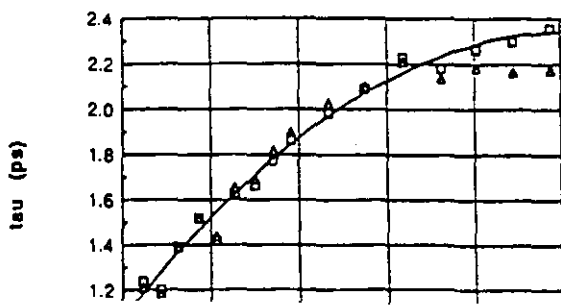
con  $C_{gs}$  conocido

$$0,5 * 300 \mu \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{gs} = -0,8 \\ V_{ds} = 3 \end{array} \right.$$



$$T = \frac{1}{g_m} \left[ -\frac{\operatorname{Im}[Y_{21m}]}{\omega} - g_m R_i C_{gs} - C_{gd} \right] \quad \text{para } \omega T \ll 1 \text{ y } D \approx 1 \text{ aprox}$$

$$T = -\frac{1}{\omega} \cdot \operatorname{ATAN} \left[ \frac{g_{mi}}{g_{mr}} \right] \text{ exacta.}$$



□ Tau (exact)  
▲ Tau (Approx)

— Debe usarse en alta frecuencia —

# COMPARACION MEDIDA - MODELO

$0,5 \times 300 \mu$   
 $(-0,8, 3v)$

BW: 1 - 18 GHz

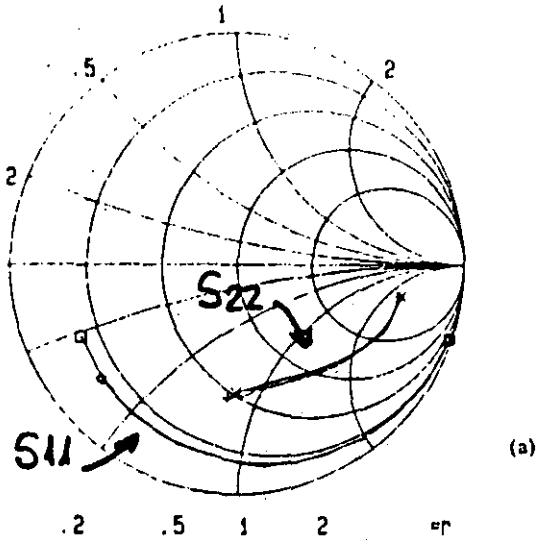
Inductancias super

□ S11  
 MEASURED

○ S22  
 MEASURED

□ S11  
 MODELED

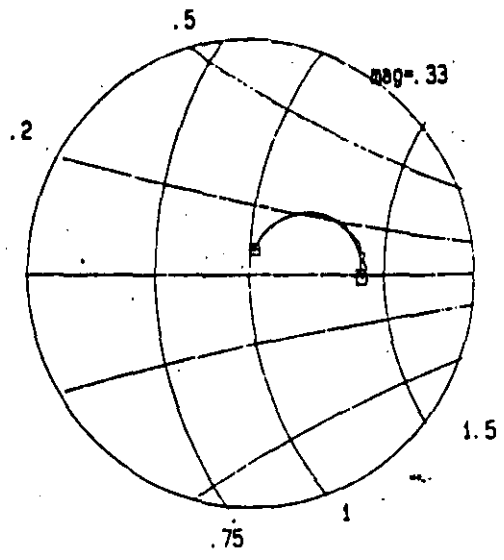
○ S22  
 MODELED



f1: 1.00000  
 f2: 18.0000

□ S12  
 MEASURED

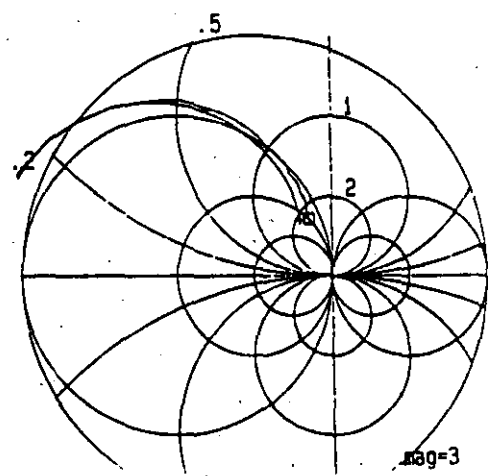
+ S12  
 MODELED



f1: 1.00000  
 f2: 18.0000

□ S21  
 MEASURED

+ S21  
 MODELED



Quantity	GaAs FET		HEMT	
	First Iteration	Convergence	First Iteration	Convergence
$C_{gs}$ (fF)	65.67	65.41	35.32	31.41
$C_{gd}$ (fF)	398.3	396.5	561.2	504.3
$C_{ds}$ (fF)	109.2	110.0	49.36	51.39
$r_{ds}$ ( $\Omega$ )	292.9	291.0	1357	937.1
$g_m$ (mS)	46.38	46.20	67.63	62.52
$\tau$ (ps)	2.76	2.13	2.86	2.32
$R_s$ ( $\Omega$ )	0.0	0.0	0.160	0.434
$L_g$ (pH)	0.0	3.4	0.0	2.0
$L_d$ (pH)	0.0	0.0	0.0	91.0
$L_s$ (pH)	0.0	62.0	0.0	89.0
$E_{11}$ (%)	11.4	0.84	20.7	1.46
$E_{12}$ (%)	4.1	2.21	11.1	2.31
$E_{21}$ (%)	5.6	3.62	11.8	2.12
$E_{22}$ (%)	4.0	2.38	7.57	1.74
$E_{tot}$ (%)	6.3	2.3	12.8	1.91

- FET -  
 $R_g = 2$   
 $R_s = 3.1$   
 $R_d = 3$

HEMT  
 $R_g = 6.5$   
 $R_s = 2.3$   
 $R_d = 4.9$

BW: 1-186 Hz

BW: 1-26 GHz

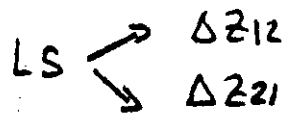
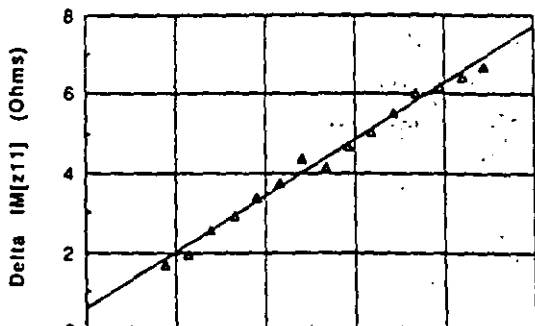
EXTRACCION DE INDUCTANCIAS PARASITAS

$$\text{tínscro} \left\{ \begin{aligned}
 Z_{11m} &= \bar{Z}_{11m} + (R_g + R_s) + j\omega(L_g + L_s) \\
 Z_{12m} &= \bar{Z}_{12m} + R_s + j\omega L_s \\
 Z_{21m} &= \bar{Z}_{21m} + R_s + j\omega L_s \\
 Z_{22m} &= \bar{Z}_{22m} + (R_d + R_s) + j\omega(L_d + L_s)
 \end{aligned} \right.$$

A baja frecuencia "L" no tiene efecto en los [S]

alta frecuencia escribimos:

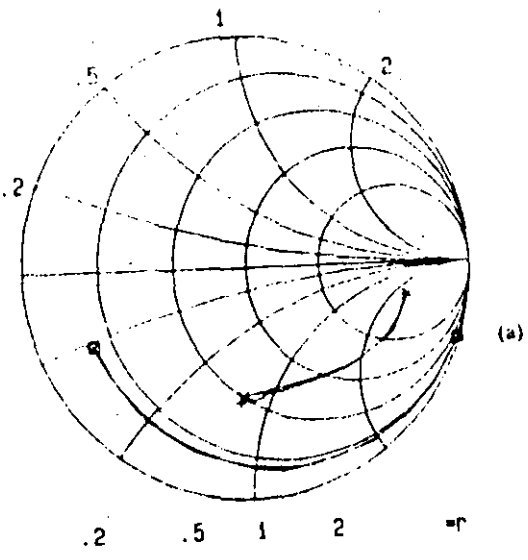
$$\begin{aligned}
 \text{Im}[Z_{11m}] - \text{Im}[\bar{Z}_{11m}] &= \Delta Z_{11} = \omega(L_g + L_s) \\
 \text{Im}[Z_{12m}] - \text{Im}[\bar{Z}_{12m}] &= \Delta Z_{12} = \omega L_s \\
 \text{Im}[Z_{21m}] - \text{Im}[\bar{Z}_{21m}] &= \Delta Z_{21} = \omega L_s \\
 \text{Im}[Z_{22m}] - \text{Im}[\bar{Z}_{22m}] &= \Delta Z_{22} = \omega(L_d + L_s)
 \end{aligned}$$



$$L_s = \frac{\omega_{12} L_s^2 + \omega_{21} L_s^2}{\omega_{12} + \omega_{21}}$$

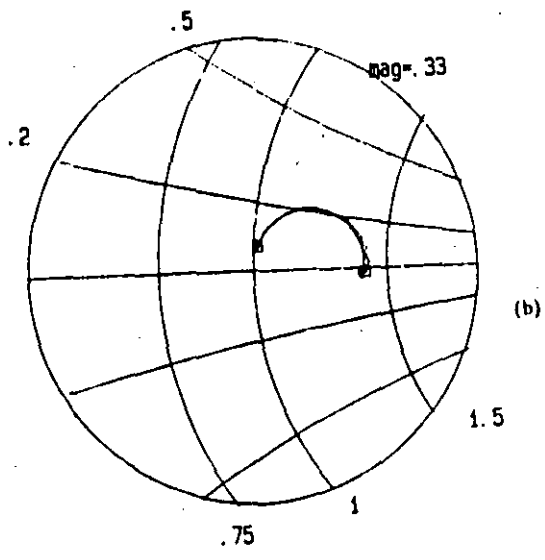
S11  
 MEASURED  
 S22  
 MEASURED  
 S11  
 MODELED  
 S22  
 MODELED

f1: 1.00000  
 f2: 18.0000



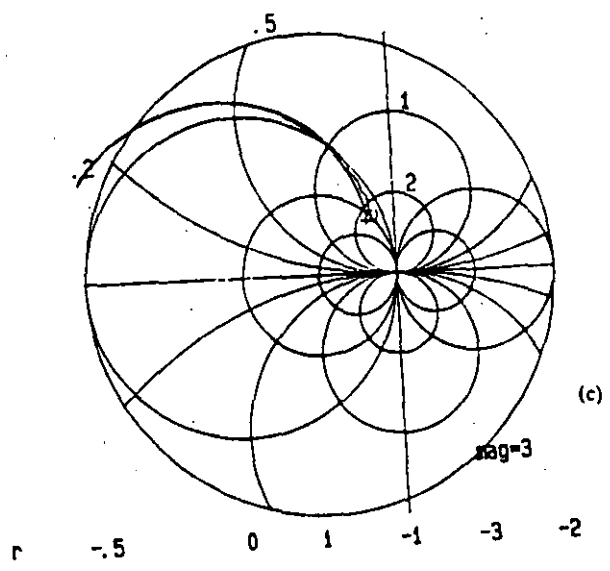
S12  
 MEASURED  
 S12  
 MODELED

f1: 1.00000  
 f2: 18.0000



S21  
 MEASURED  
 S21  
 MODELED

f1: 1.00000  
 f2: 18.0000



# EXTRACCION A MULTIPLE BIAS

- Mayoria de los modelos

$C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$   
 $C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})$   
 $g_m(V_{gs}, V_{ds})$   
 $g_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$

$\tau$ ,  $C_{ds}$  se dejan constantes  
 $R_i$  es despreciado a menudo

- $\tau$  y  $C_{ds}$  no varían mucho en la región de saturación  
 se extraen a un punto  $I_{dss}/2$  y se mantienen ctes.
- Se escoge  $R_g$  y se reoptimiza  $R_d$  y  $R_s$  para llegar al error mínimo

Quantity	Element Values			
	$R_s = 6.5 \Omega$	$R_s = 4.0 \Omega$	$R_s = 3.0 \Omega$	$R_s = 1.0 \Omega$
$C_{gs}$ (fF)	31.41	31.88	32.20	32.36
$C_{gd}$ (fF)	504.2	472.0	450.4	428.5
$C_{ds}$ (fF)	51.39	53.36	53.00	56.47
$r_{ds}$ ( $\Omega$ )	937.1	980.7	1019	1039
$g_m$ (mS)	62.52	58.98	56.37	55.19
$\tau$ (ps)	2.33	2.28	2.32	2.19
$R_i$ ( $\Omega$ )	0.434	3.75	4.95	6.78
$L_i$ (pH)	2.0	0.0	2.0	1.0
$L_d$ (pH)	91.0	78.0	80.0	54.0
$L_s$ (pH)	89.0	90.0	92.0	95.0
$R_d$ ( $\Omega$ )	4.93	6.69	6.79	11.2
$R_s$ ( $\Omega$ )	2.35	1.47	0.81	0.48
$E_{11}$ (%)	1.46	1.17	1.51	2.59
$E_{12}$ (%)	2.31	2.18	1.90	2.52
$E_{21}$ (%)	2.12	2.62	2.67	3.11
$E_{22}$ (%)	1.74	1.95	1.92	1.17
$E_{tot}$ (%)	1.91	1.98	2.00	2.35

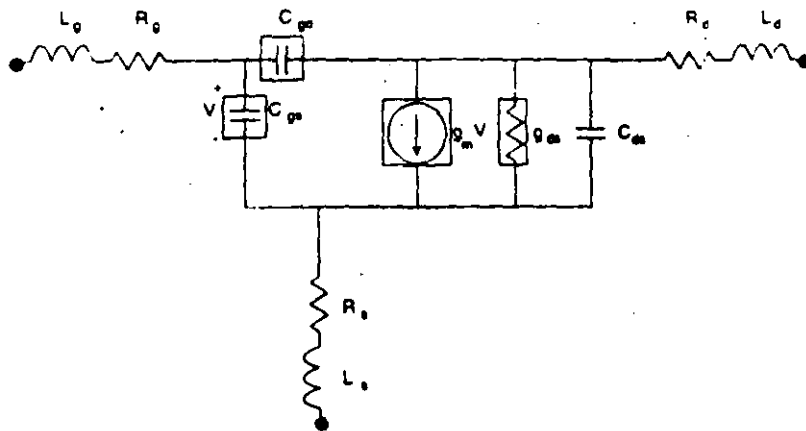
$I_{dss}/2$

\*Frequency range is 1 to 26 GHz. Input and output pad capacitance (20 fF) was de-embedded from HEMT data prior to extraction.

$R_g = 6.5 \Omega$      $R_d = 4.93 \Omega$      $R_s = 2.35 \Omega$   
 $\tau = 2.33 \text{ ps}$  ,  $C_{ds} = 0.051 \text{ pF}$



# TECNICA DE EXTRACCION GRAN SENAL



- Medida  $S'$  a muchos puntos de polarización
- Medida  $I_d$  "DC" a todos los puntos donde se calcula  $S'$
- $R_g, R_d, R_s, L_g, L_d, L_s, \tau, \epsilon_{ds} \rightarrow$  ctes y calculados a  $I_{dss}/2$
- Eleccion de modelos matematicos para  $C_{gs}, C_{gd}, I_{ds}$

## AJUSTE DE $I_{ds}$

$$E_I = \sum_{i=1}^N \left[ E_{I_{D,DC}}(i) \cdot W_{I_{D,DC}} + E_{g_m}(i) \cdot W_{g_m} + E_{g_{ds}}(i) \cdot W_{g_{ds}} \right]$$

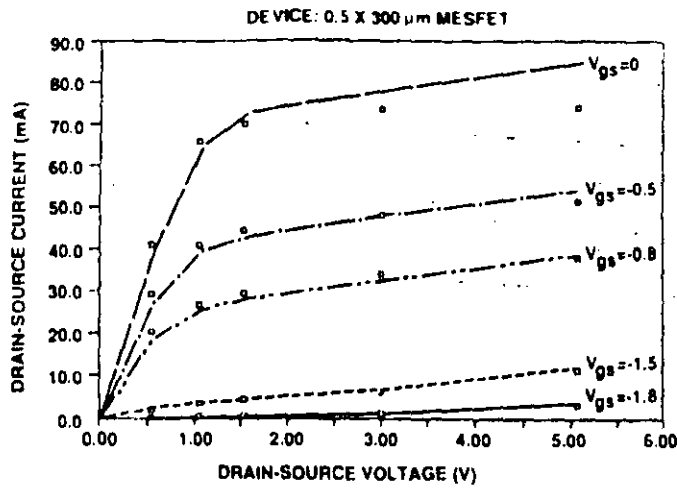
donde  $E_{g_m}(i) = \frac{(\text{Med}(i) - \text{mod}(i))^2}{\text{med}(i)^2}$   
 p. ej.

## AJUSTE DE CAPACIDADES

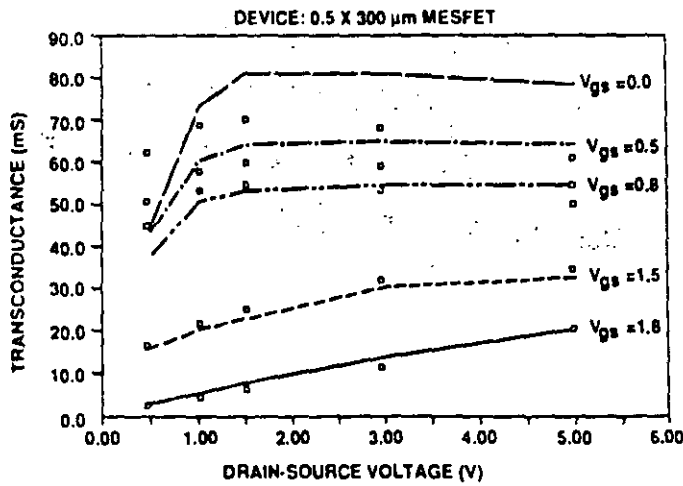
$$E_C = \sum_{i=1}^N \left[ E_{C_{gs}}(i) \cdot W_{C_{gs}} + E_{C_{gd}}(i) \cdot W_{C_{gd}} \right]$$



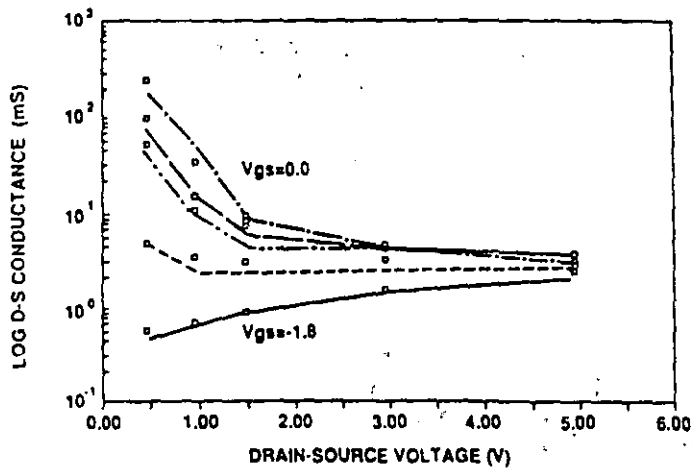
0,5 x 300 $\mu$  MESFET



(I<sub>d</sub>)

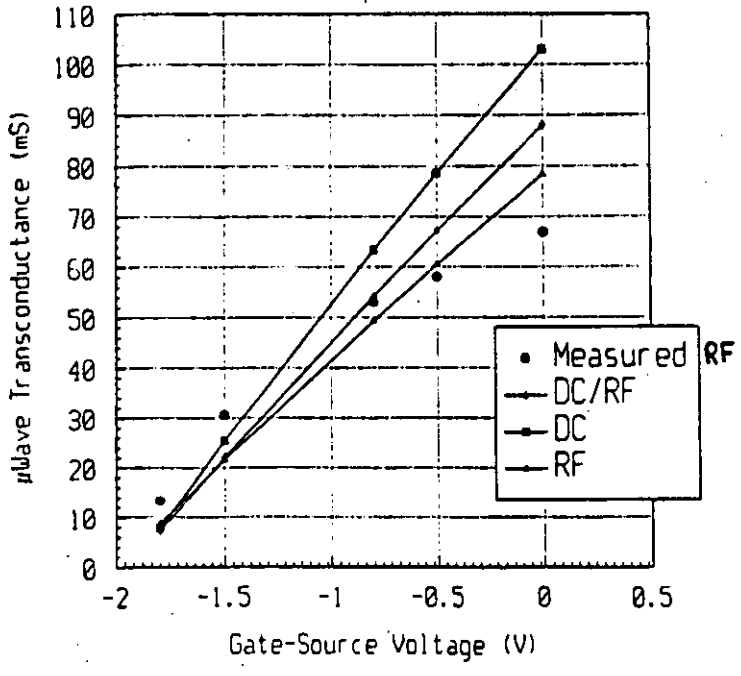
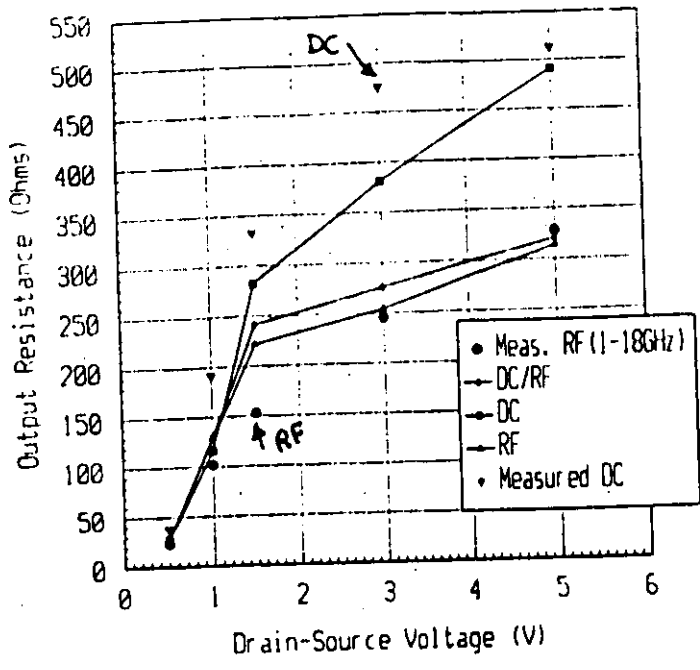


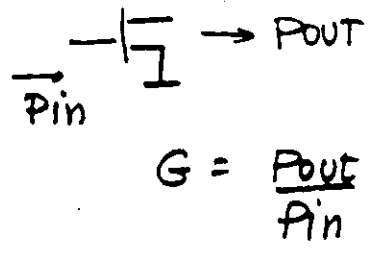
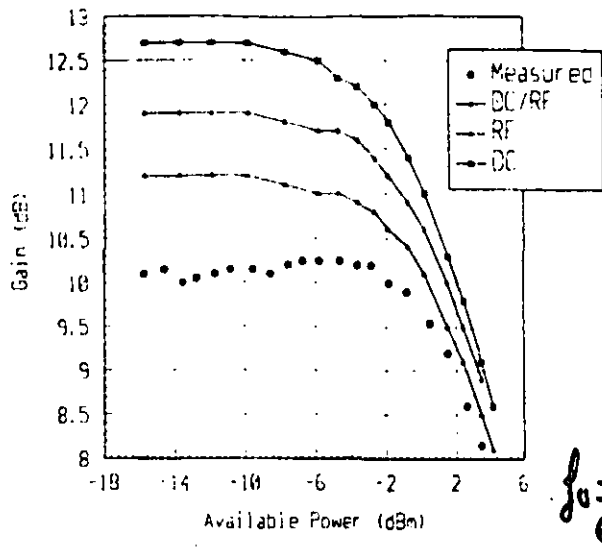
(g<sub>m</sub>)



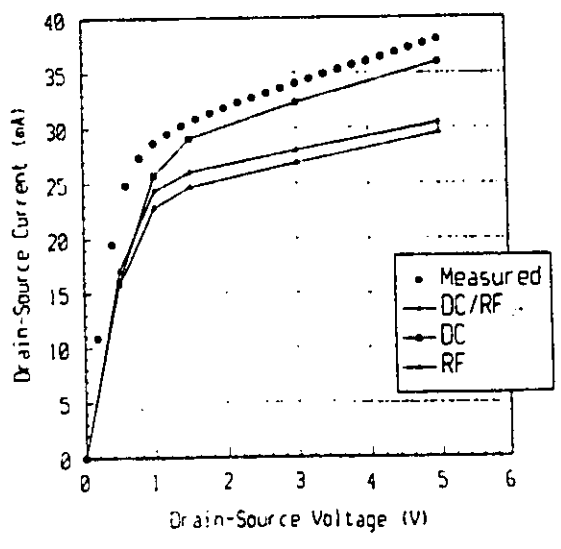
(g<sub>ds</sub>)

Modelo par I<sub>ds</sub> → CURTICE AVANZADO



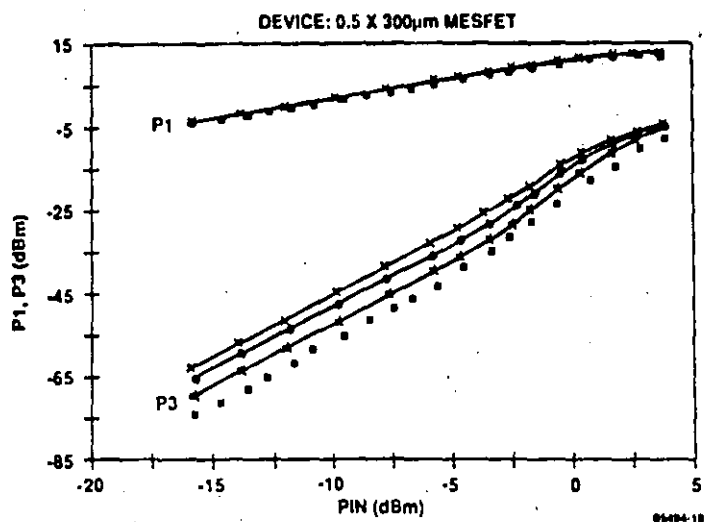
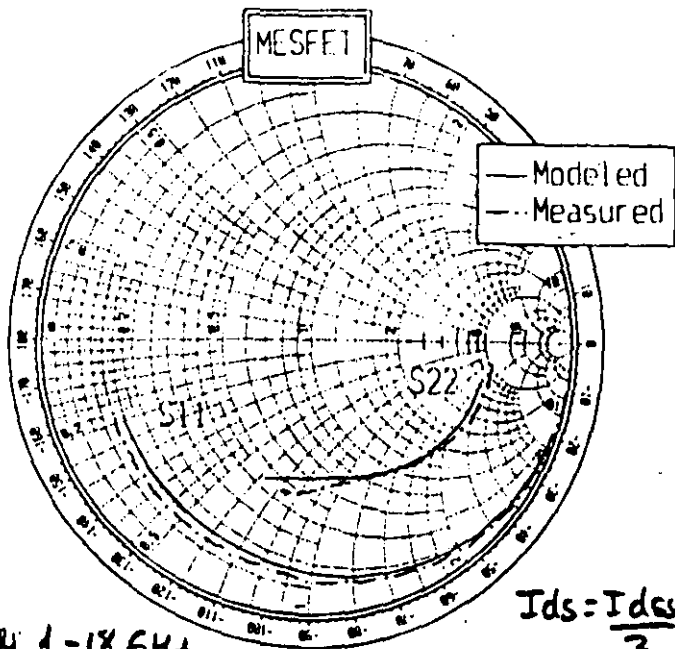


Error en estimación RF usando  
 solo modelos para DC



Error en estimación DC usando  
 solo modelos RF

prediccion S



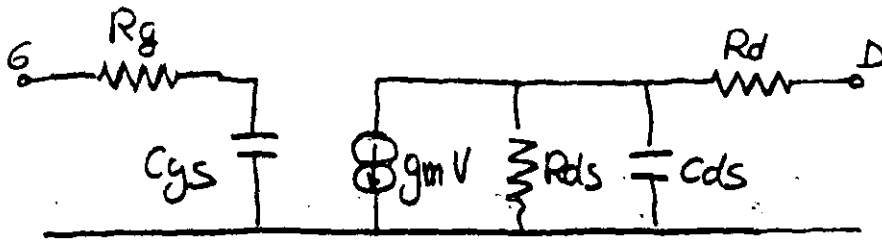
PREDICION DOBLE TONO

# FIGURAS DE MERITO DE UN MESFET

## PRODUCTO GANANCIA x ANCHO DE BANDA

- $f$  a la que la ganancia en corriente en cortocircuito = 1

$$|h_{21}| = 1$$



$$h_{21} = G_i = \frac{g_m}{\omega C_{gs}}$$

$$h_{21} = 1 \Rightarrow$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}$$

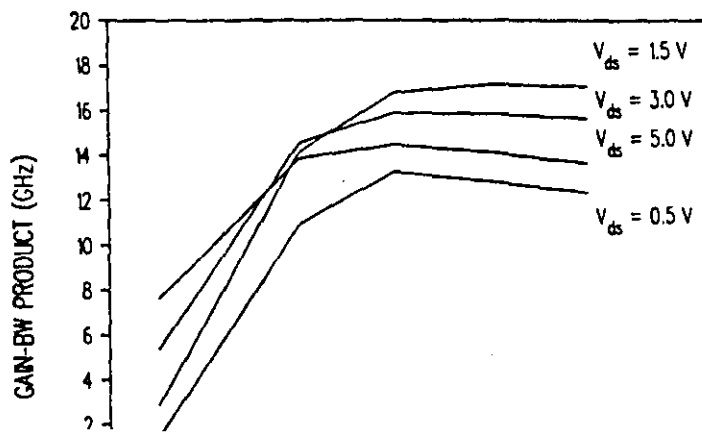
Sobrestima el valor

más preciso

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi (C_{gs} + C_{gd})}$$

$f_T$  : dependiente con Bias pues lo es  $g_m$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$

MESFET GAIN-BANDWIDTH PRODUCT



## maxima frecuencia de oscilación

- $f_{max}$  : max. frecuencia a la que podemos obtener ganancia en potencia del dispositivo
- más interesante en RF pues se trabaja con ganancia en potencia en condiciones de adaptación y no con ganancia en corriente en corto
- frecuencia a la que la ganancia unilateral " $u$ "  $\rightarrow 1$

$$u = \frac{|y_{21} - y_{12}|^2}{4(g_{11}g_{22} + g_{12}g_{21})} \quad \text{donde } g_{ij} = \text{Re}(y_{ij})$$

$f_{max} \cong 100 \text{ GHz} \rightarrow$  difícil de medir  $\Rightarrow$  extrapolación

$$f_{max} = \frac{f_T}{2} \sqrt{\frac{R_{ds}}{R_{gt}}}$$

$$R_{gt} = R_g + R_i$$

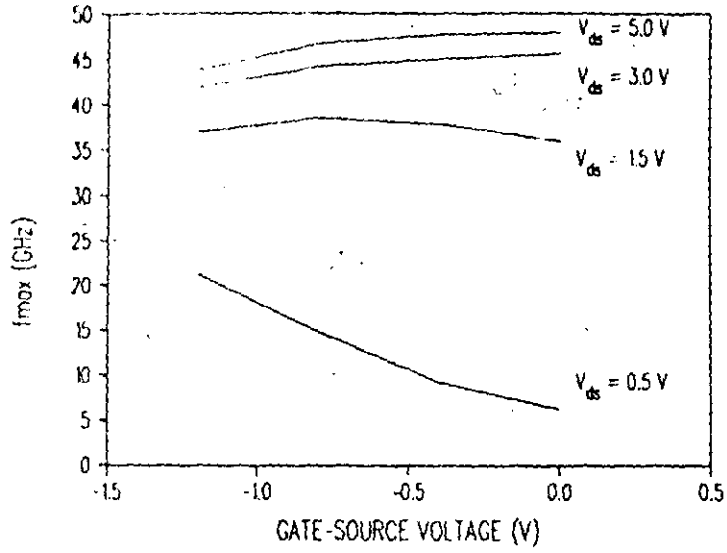
Más aproximada (teniendo en cuenta  $C_{gd}$ )

$$f_{max} = \frac{f_T}{2} [R_1 + f_T \cdot T_3]^{-1/2}$$

$$R_1 = \frac{R_g + R_i + R_s}{R_{ds}}$$

$$T_3 = 2R_g C_{gd}$$

# MESFET MAX. FREQUENCY OF OSCILLATION





**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

## **ANALISIS DE REDES.**

*PROFESOR. DANIEL PASQUET.  
ECOLE NATIONALE SUPERIEUR DE L'ELECTRONIQUE  
ET SES APPLICATIONS.  
CERGY - FRANCIA.*

*ABRIL 1992.*



## TABLA DE CONTENIDO

### ANALISIS DE REDES.

1. Principios del análisis de redes.
  - 1.1 Acoplador directivo.
  - 1.2 Medición de dipolo en reflexión.
    - 1.2.1 Dispositivo perfecto.
    - 1.2.2 Directividad.
    - 1.2.3 Desadaptación del generador.
  - 1.3 Medición de un quadripolo.
    - 1.3.1 Dispositivo perfecto.
    - 1.3.2 Errores de medición en reflexión.
    - 1.3.3 Desadaptación de carga.
    - 1.3.4 Aislamiento.
  - 1.4 Errores de medición.
    - 1.4.1 Errores aleatorios.
    - 1.4.2 Errores sistemáticos.
    - 1.4.3 Modelo de error.
  - 1.5 Estructuras de medición.
    - 1.5.1 Coaxial.
    - 1.5.2 Base de pruebas.
    - 1.5.3 Mediciones puntuales "sous pointes".
2. Analizador de redes escalar.
  - 2.1 Descripción del dispositivo.
  - 2.2 Calibración simple en reflexión.
    - 2.2.1 Efecto de la directividad.
    - 2.2.2 Efecto de la desadaptación.
  - 2.3 Alargamiento de la línea de medición.
  - 2.4 Calibración "Etalonnage" por dos cargas opuestas.
    - 2.4.1 Directividad.
    - 2.4.2 Desadaptación del generador.
  - 2.5 Calibración "Etalonnage" en transmisión.
    - 2.5.1 Directividad.
    - 2.5.2 Desadaptación del generador.
    - 2.5.3 Desadaptación de la carga.
3. Analizador de redes vectorial con 2 o 3 acopladores.
  - 3.1 Descripción del dispositivo.
  - 3.2 Modelo de error a 12 términos.
  - 3.3 Calibración OSTL.
    - 3.3.1 Patrones fijos.
    - 3.3.2 Carga deslizante.
    - 3.3.3 Calibración en transmisión.
  - 3.4 Determinación de los parámetros S.
  - 3.5 Deembedding.
4. Analizador de redes con 4 acopladores.
  - 4.1 Descripción del dispositivo.
  - 4.2 Modelo de error a 7 términos.
  - 4.3 Autocalibración.

### ANALISIS DE REDES.

En el dominio de las bajas frecuencias, los dipolos y los quadripolos se caracterizan por las variables de impedancia y admitancia. Estas no existen necesariamente para ciertos dispositivos utilizados en altas frecuencias (propagación no TEM). De todas formas, estas no son las mejor adaptadas a la medición.

Para las altas frecuencias, se prefiere caracterizar los dispositivos lineales por sus parámetros de dispersión, o parámetros S. El análisis de redes es la medición de estos parámetros.

Los analizadores de redes son de dos naturalezas:

- Los analizadores de redes escalares que miden los módulos de los parámetros S.
- Los analizadores de redes vectoriales que miden a la vez el módulo y la fase.

## 1. Principios del análisis de redes.

El elemento de base del análisis de redes es un acoplador directivo. Este dispositivo permite separar a lo largo de una guía de onda una parte de onda incidente y una parte de onda reflejada.

Siendo utilizado en una banda ancha de frecuencia, no es posible concebirlo sin fallas. Estos influyen sobre la precisión de la medición creando errores sistemáticos. En ciertos casos, los errores pueden ser apreciados o medidos.

### 1.1 Acoplador directivo.

Un acoplador directivo es un octopolo (Figura 1).

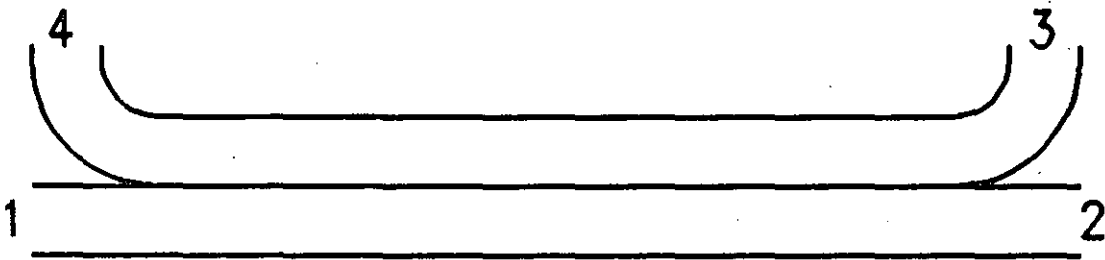


FIG.1 ACOPLADOR DIRECTIVO.

Un acoplador directivo perfecto está adaptado a cada acceso:

$$S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}=0$$

Una parte de la onda circulante en una guía de onda, es transmitida en una sola rama de la otra. Así, de una onda circulando de uno hacia 2, una parte es recogida para salir por 3. Es el acoplamiento:

$$|S_{31}| = |S_{13}| = |S_{24}| = |S_{42}|$$

Por el contrario, ninguna señal sale por la otra rama. Así, ninguna parte de la señal entrante en uno saldrá en 4

$$S_{41} = S_{14} = S_{32} = S_{23} = 0$$

Lo que no está acoplado continua dentro de la guía principal sin atenuación:

$$|S_{21}| = |S_{12}| = |S_{34}| = |S_{41}|$$

con:

$$|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$$

Un acoplador directivo está dado por su acoplamiento expresado en dB's:

$$C = -20 \log |S_{31}|$$

Cuando el acoplador no es perfecto, una parte de la señal acoplada parte hacia la "mala rama". La principal cualidad de un acoplador en su directividad:

$$D = 20 \log \frac{|S_{31}|}{|S_{41}|}$$

*Existen otras imperfecciones:*

- la mala adaptación ( $S_{11} \neq 0$ )
- las pérdidas

$$\sum_i |S_{ij}|^2 < 1$$

## 1.2 Medición de un dipolo en reflexión.

### 1.2.1. Dispositivo perfecto.

La medición de un dipolo en reflexión aprovecha las propiedades de los acopladores directivos. El montaje utilizado está detallado en la Figura 2.

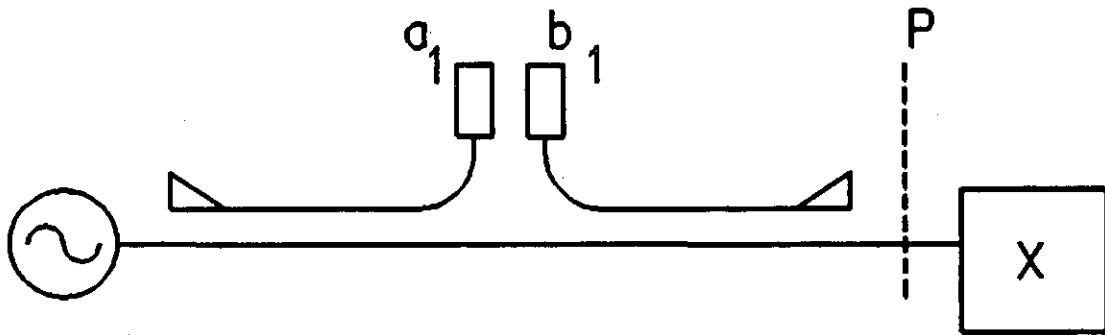


FIG.2 MEDICION DE REFLEXION

La señal emitida por el generador alcanza el dipolo a medir. Este refleja una parte. El coeficiente de reflexión  $\Gamma$  del dipolo se mide en el plano  $p$  definido con precisión.

Un primer acoplador, dicho de entrada, tiene una rama cerrada sobre una carga adaptada. La otra está cerrada sobre un detector que mide la señal  $a_1$ .

El segundo acoplador, dicho de medición, tiene igualmente una rama cerrada por una carga adaptada y la otra sobre un detector que mide la señal  $b_1$ .

Si todos los elementos son perfectos, es decir, si el generador, los detectores y las cargas están adaptadas y si los acopladores son perfectos

- \*  $a_1$  es proporcional en amplitud y en fase a la señal incidente salida del generador.
- \*  $b_1$  es proporcional en amplitud y en fase a la señal reflejada por el dipolo.

La relación de  $b_1$  a  $a_1$  es proporcional al coeficiente de reflexión del dipolo a medir

$$\frac{b_1}{a_1} = E_{RF} \Gamma$$

*E*: errores  
*R*: reflexión  
*F*: forward  
 (directo)

### 1.2.2 Directividad.

El acoplador de medición no es perfecto. La directividad no es infinita. Una parte de la señal salida del generador pasa directamente dentro de la vía  $b_1$  (Figura 3).

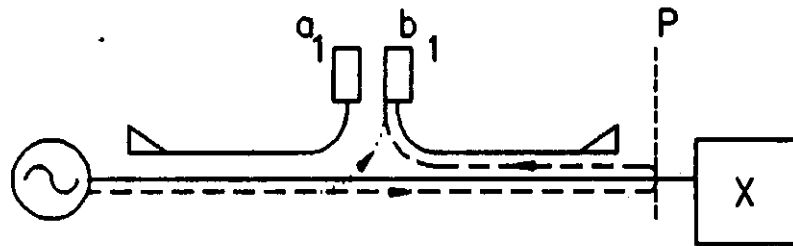


FIG.3 DIRECTIVIDAD.

Lo que resulta en  $b_1$  es la suma de lo que está reflejado por el dipolo, acoplado y de lo que pasa directamente de  $a_1$  a  $b_1$  por la falla de directividad:

$$\frac{b_1}{a_1} = E_{RF} \Gamma + E_{DF} \quad D: \text{directividad.}$$

Se trata en realidad de una directividad efectiva. Otros fenómenos contribuyen a  $E_{DF}$ . Estas son todas las señales que llegan a  $b_1$  cuando  $\Gamma$  es nulo.

- \* Desadaptación de la carga adaptada de un acoplador de medición.
- \* Desadaptación del acoplador en relación a la guía en el plano.
- \* Diafonía entre  $a_1$  y  $b_1$ .

### 1.2.3 Desadaptación del generador.

El generador de Thevenin que ve al dipolo a medir debe tener una impedancia interna adaptada. Esta impedancia está definida en el plano p. Cuando ella no está adaptada, asistimos a un fenómeno de reflexiones múltiples Figura 4.

Cada reflexión presentada en el plano p a la entrada del acoplador de medición, es contabilizada como una onda reflejada.

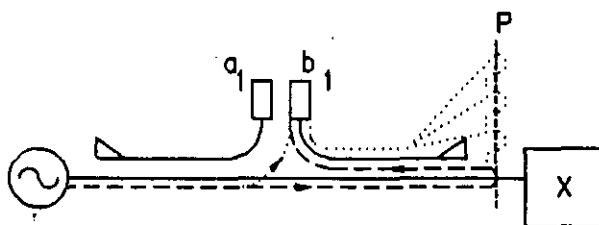


FIG.4 DESADAPTACION DEL GENERADOR.

Si  $E_{SF}$  es el coeficiente de reflexión del generador:

$$\frac{b_1}{a_1} = \frac{E_{RF} \Gamma}{1 - E_{SF} \Gamma} + E_{DF} \quad S: source=fuente$$

Se trata, aquí también, de una desadaptación efectiva. Todo lo que es reflejado por el dipolo y que llega a  $a_1$  contribuye a  $E_{SF}$ . En particular:

- \* La directividad del acoplador de entrada.
- \* La desadaptación de la carga del acoplador de entrada.

En la expresión de  $b_1/a_1$ , se le conoce un el denominador el producto  $E_{SF} \Gamma$  que traduce la suma de una progresión geométrica de razón  $E_{SF} \Gamma$  y de término inicial  $E_{RF} \Gamma$ .

Para los dipolos de bajo coeficiente de reflexión, el término de directividad  $E_{DF}$  es predominante. El término  $E_{SF}$  es más sensible cuando el dipolo es más reflejante.

### 1.3 Mediciones de un quadripolo.

#### 1.3.1 Dispositivo perfecto.

Para medir un quadripolo, es necesario además de lo anterior, hacer mediciones en transmisión, Figura 5.

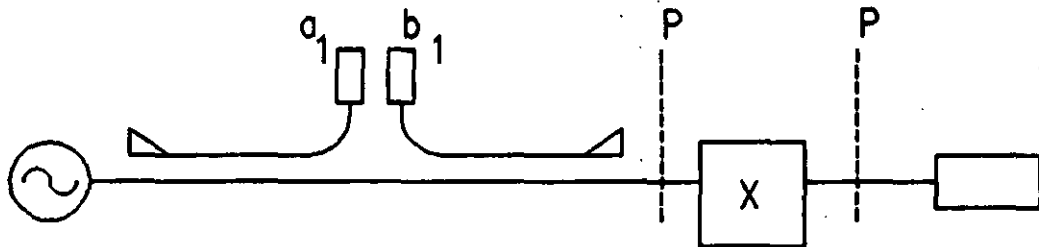


FIG.5 MEDICION DE UN QUADRIPOLO.

Los planos  $p_1$  y  $p_2$  deben estar definidos precisamente. Si todos los elementos son perfectos, es decir, los mismos que para las mediciones en reflexión, más el detector  $b_2$ , adaptado:

$$\frac{b_1}{a_1} = E_{RF} S_{11}$$

$$\frac{b_2}{a_1} = E_{TF} S_{21} \quad T : \text{transmisión.}$$

Los coeficientes  $E_{RF}$  y  $E_{TF}$  son variables complejas que dan cuenta de la proporción en amplitud y en fase entre las relaciones medidas y los coeficientes  $S_{11}$  y  $S_{21}$ .

#### 1.3.2 Errores de medición en reflexión.

En toda la parte del dispositivo de medición, colocado adelante de  $p_1$ , aquí encontramos las mismas causas de error que para la medición de un dipolo. Encontramos entonces el error de directividad  $E_{DF}$  y el error de desadaptación del generador  $E_{SP}$ .

#### 1.3.3 DESadaptación de carga.

El detector  $b_2$  de la Figura 5 no está necesariamente bien adaptado. En este plano  $p_2$ , su coeficiente de reflexión es  $E_{LP}$ , Figura 6.



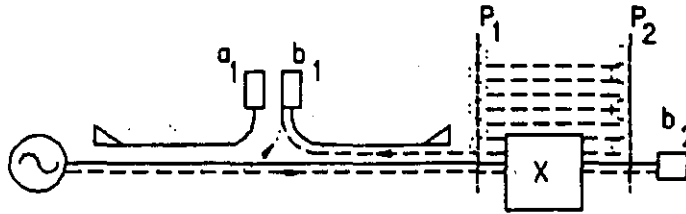


FIG.6 DESADAPTACION DE CARGA.

En el plano  $p_2$  tenemos reflexiones múltiples entre  $E_{LP}$  y el coeficiente de reflexión de salida del quadripolo. Esto significa que existe igualmente un fenómeno de reflexiones múltiples ente  $E_{LP}$  y  $E_{SP}$ .

#### 1.3.4 Aislamiento

Es posible la existencia de una diafonía entre  $a_1$ ,  $b_1$  y  $b_2$ . Nosotros supondremos que las 3 diafonías posibles se convierten en 2.

- \* Aquella entre  $a_1$  y  $b_1$  tomada en cuenta en  $E_{OP}$ .
- \* Aquella entre  $a_1$  y  $b_2$  llamada  $E_{XP}$  (X: cross-talk o X-talk).

El término  $E_{XP}$  es físicamente esencial debido al acoplamiento que puede existir entre los planos  $p_1$  y  $p_2$  cuando conectamos el quadripolo de aislamiento. En este caso preciso, veremos en lo que sigue que  $E_{XP}$  no está siempre definido con precisión en la medición donde puede ser diferente según las etapas de calibración y de medición. Como, además, su módulo es frecuentemente muy pequeño, lo que nos lleva a despreciarlo.

#### 1.4 Errores de medición.

Como en todas las mediciones, los errores son de 2 naturalezas:

- \* Los errores aleatorios.
- \* Los errores sistemáticos.

##### 1.4.1 Errores aleatorios.

La causa principal de los errores aleatorios en análisis de

redes es la calidad de la reproducción de las conexiones.

Lo que nos lleva, entre la calibración y la medición, a montar y desmontar elementos y algunas veces reemplazarlos. El problema de la reproducción de los contactos y de las características de los elementos manipulados es el más crucial.

Enseguida, la estabilidad en frecuencia de los generadores es importante. Ella juega esencialmente sobre los argumentos de  $E_{RF}$  y  $E_{TF}$ . La frecuencia debe ser lo más estable posible entre la calibración y la medición.

La temperatura puede jugar un papel importante sobre la longitud de las diferentes guías de onda. La longitud de las guías de ondas a  $a_1$ ,  $b_1$  y  $b_2$  es algunas veces equilibrada, en ciertos aparatos, de tal forma que el efecto de la inestabilidad de la frecuencia y de la temperatura sea minimizado.

Podemos esperar entonces un mejor reproducción sobre los argumentos de  $E_{RF}$  y  $E_{TF}$ .

Existe finalmente un ruido de medición que hace que no encontremos dos veces seguidas del mismo valor para la variable medida bajo las mismas condiciones. Este efecto puede atenuarse promediando los resultados de varias mediciones.

#### 1.4.2 Errores sistemáticos.

Los errores sistemáticos tienen siempre los mismos valores para una medición efectuada varias veces. Las causas de error sistemático son principalmente:

- \* La linealidad de los detectores.
- \* La confiabilidad de los patrones.
- \* Todos los errores citados anteriormente.

#### 1.4.3 Modelo de error.

Los errores descritos anteriormente son de varias naturalezas:

- \* Elementos adaptables:  $E_{DF}$  y  $E_{XF}$ .
- \* Términos de desadaptación  $E_{SF}$ ,  $E_{LF}$  a los que se agregan los términos de proporcionalidad  $E_{RF}$  y  $E_{TF}$ .

Podemos deducir de las relaciones lineales entre  $a_1$  y  $b_1$  y entre  $a_1$  y  $b_2$ . Si su escritura es pesada, podemos representarlos por una gráfica de fluencia.

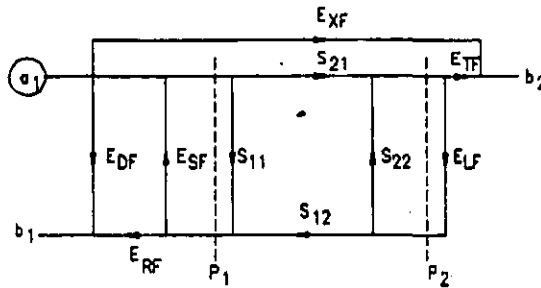


FIG.7 MODELO DE ERROR

Sobre esta gráfica, vemos aparece:

- \* La rama  $E_{DF}$  que liga al a1 a b1 sin pasar por el resto de la gráfica.
- \* La rama  $E_{XF}$  que conecta directamente b2 a b1.
- \* El lazo  $E_{SF} \cdot S_{11}$  que corresponde a las reflexiones múltiples a la entrada del quadripolo.
- \* El lazo  $E_{LF} \cdot S_{22}$  que corresponde a las reflexiones múltiples a la salida del quadripolo.
- \* El lazo  $E_{SF} \cdot S_{21}$ ,  $E_{LF} \cdot S_{12}$  que corresponde a las reflexiones múltiples entre las desadaptaciones de carga y de generador vía el quadripolo.

### 1.5 Estructuras de medición.

Existen tantas estructuras de medición como tipos de guía de onda capaces de dar acceso a un dispositivo. Voluntariamente, nosotros nos limitaremos a 3 estructuras de medición:

- \* La guía coaxial.
- \* La base microcinta.
- \* La estación "SOUS POINTES".

#### 1.5.1 Coaxial.

Las guías coaxiales están terminadas por conectores cuyos planos de referencia constituyen los planos  $p_1$  y  $p_2$ .

La reproducción de las mediciones necesita una excelente

reproducción de las características de los cables coaxiales utilizados. Dos métodos son empleados:

- \* El cable semirígido cuya forma está impuesta al inicio de la medición y que no cambia más.
- \* El cable flexible cuyo dieléctrico está expandido. Cuando lo cambiamos, el camino eléctrico del lado más corto es alargado por la compresión del dieléctrico. Llegamos así a una buena reproducción de fase.

Diferentes patrones existen en función de la frecuencia de utilización:

- \* APC7, conector hermafrodita cuyo conector exterior tiene un diámetro interno de 7 mm. Este funciona hasta 18 GHz.
- \* 3.5, conector de diámetro 3.5 mm. que funciona hasta 26.5 GHz. El es mecánicamente compatible con el conector SMA o RIM cuya confiabilidad y precisión mecánica no permiten utilizarlos en medición (a menos de desmontarlos nunca).
- \* K (de diámetro 2.9 mm) y 2.4 de diámetro 2.4 mm son conectores hembra y macho, utilizados hasta 40 GHz.
- \* V ó 1.84, de diámetro 1.84 mm, es utilizado hasta 50 GHz.

Los conectores K, 2.4 y V, son diseñados de tal forma que no excitan modos superiores (en particular TE<sub>11</sub> y TM<sub>01</sub>). Por esto, la parte hembra que sale del conductor central macho está desprovista de ventana.

Para asegurar una buena reproducción del contacto, el empleo de una llave dinamométrica adaptada a cada conector es indispensable.

### 1.5.2 Base de prueba.

Las salidas del aparato son frecuentemente en forma coaxial. Es necesario disponer de una base particular para efectuar las mediciones en estructura planar (coplanar o microcinta). Figura 8.

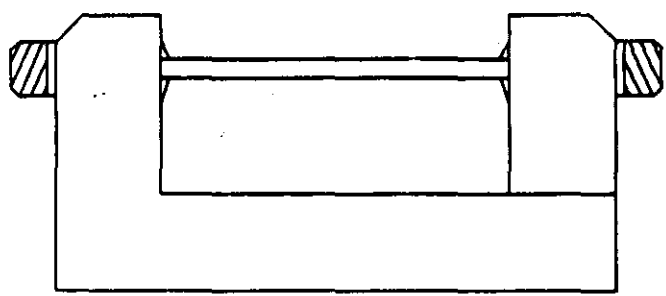


FIG.8 BUSE DE PRUEBA.

La base comprende una "mandíbula" fija y un "maxilar" movable capaces de adaptarse a la longitud del dispositivo a medir, este está colocado sobre un sustrato, frecuentemente de alúmina, donde está dispuesto una guía microcinta (o a veces coplanar). Un dispositivo de elevación permite poner en contacto la cinta y la extremidad de la transición coaxial-microcinta. Toda la calidad de la base reside en la reproducción de este contacto. El otro extremo de esta transición está montado en conector adaptado a la frecuencia y al aparato de medición utilizado. Este tipo de base se utiliza actualmente hasta 40 GHz.

1.5.3 Mediciones "SOUS POINTES".

El medio más seguro para hacer mediciones, que evita los contactos y los esfuerzos de los componentes está por hacerse.....

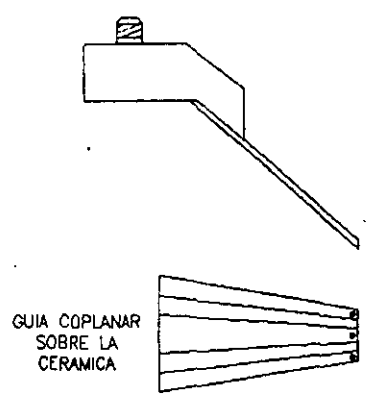


FIG.9 PUNTO DE PRUEBA.

La punta está constituida de una cabeza que dispone de un conector coaxial. Ella lleva una lámina de cerámica flexible sobre la que se ha grabado una guía coplanar cuyas dimensiones disminuyen a medida que nos desplazamos hacia su extremidad. El espaciado entre los conductores exteriores de la guía varía de  $80 \mu\text{m}$  a  $250 \mu\text{m}$  según los modelos.

El acceso realizado en guía coplanar, conviene realizar una transición coplanar-microcinta conteniendo 2 hoyos metalizados a cada acceso del circuito a medir. Figura 10.

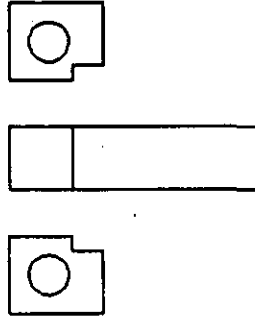


FIG.10 TRANSICION COPLANAR -  
MICROCINTA SOBRE EL CIRCUITO.

La conexión entre la punta y el acceso del aparato de medición se hace con ayuda de una guía coaxial semirígida.

Este tipo de punta es utilizado hasta 50 GHz.

## 2) Analizador de redes Escalar.

El analizador de redes escalar no mide más que los módulos de las relaciones  $b_1/a_1$  y  $b_2/a_1$ . No disponemos por lo tanto, de información suficiente para determinar el valor de los términos de error. Sin embargo, podemos limitar los efectos o limitar de un orden dado permitiendo encuadrar las mediciones.

### 2.1 Descripción del dispositivo.

El dispositivo de medición está esquematizado sobre la Figura 11.

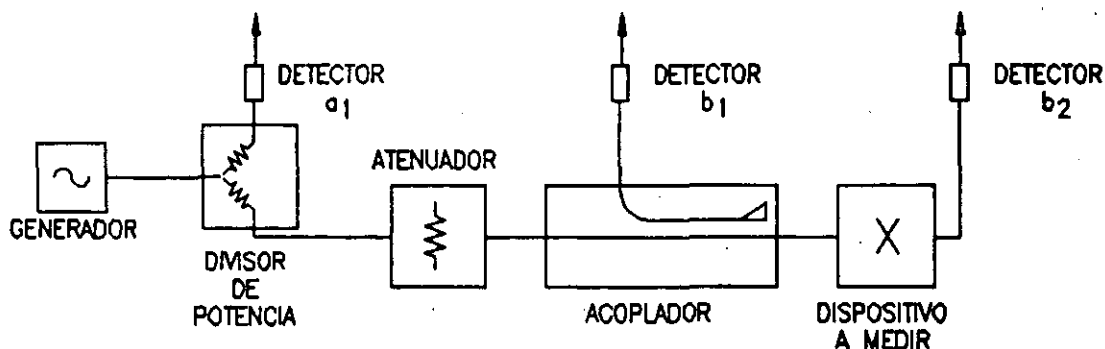


FIG.11 ESQUEMA DE PRICIPIO DE UN ANALIZADOR ESCALAR.

Un divisor de potencia acopla la entrada. Un atenuador permite minimizar el término de error  $E_{SF}$  debido a la desadaptación del generador y sobretodo a la directividad del divisor. Un aparato, llamado analizador de redes Escalar, comprende los 3 detectores y el sistema de procesamiento de las variables escalares medidas. Este aparato controla igualmente el generador por una rampa de tensión que asegura un barril en frecuencia.

## 2.2 Calibración simple en reflexión.

La calibración simple consiste en reemplazar el dipolo a medir por un dipolo patrón, del cual se conoce el coeficiente de reflexión. En general, se escoge un corto circuito ( $\Gamma = -1$ ).

Nosotros estudiaremos separadamente el efecto de la directividad y el de la desadaptación del generador sobre el resultado de la medición.

### 2.2.1 Efecto de la directividad.

La relación medida para un dipolo cualquiera es:

$$\left| \frac{b_1}{a_1} \right| = |E_{DF} + E_{RF} \Gamma|$$

Cuando colocamos un corto-circuito :

$$\left| \frac{b_{10}}{a_{10}} \right| = |E_{DF} - E_{RF}|$$

El aparato divide estas dos relaciones uno sobre otro para mostrar una variable medida  $|\Gamma_m|$  :

$$|\Gamma_m| = \frac{\left| \frac{b_1}{a_1} \right|}{\left| \frac{b_{10}}{a_{10}} \right|} = \frac{|E_{DF} + E_{RF} \Gamma|}{|E_{DF} - E_{RF}|}$$

o más simplemente :

$$|\Gamma_m| = \frac{\left| \Gamma + \frac{E_{DF}}{E_{RF}} \right|}{\left| 1 - \frac{E_{DF}}{E_{RF}} \right|}$$

El error  $\delta$   $\Gamma$  cometido sobre la medición es

$$\delta\Gamma = |\Gamma_m| - |\Gamma|$$

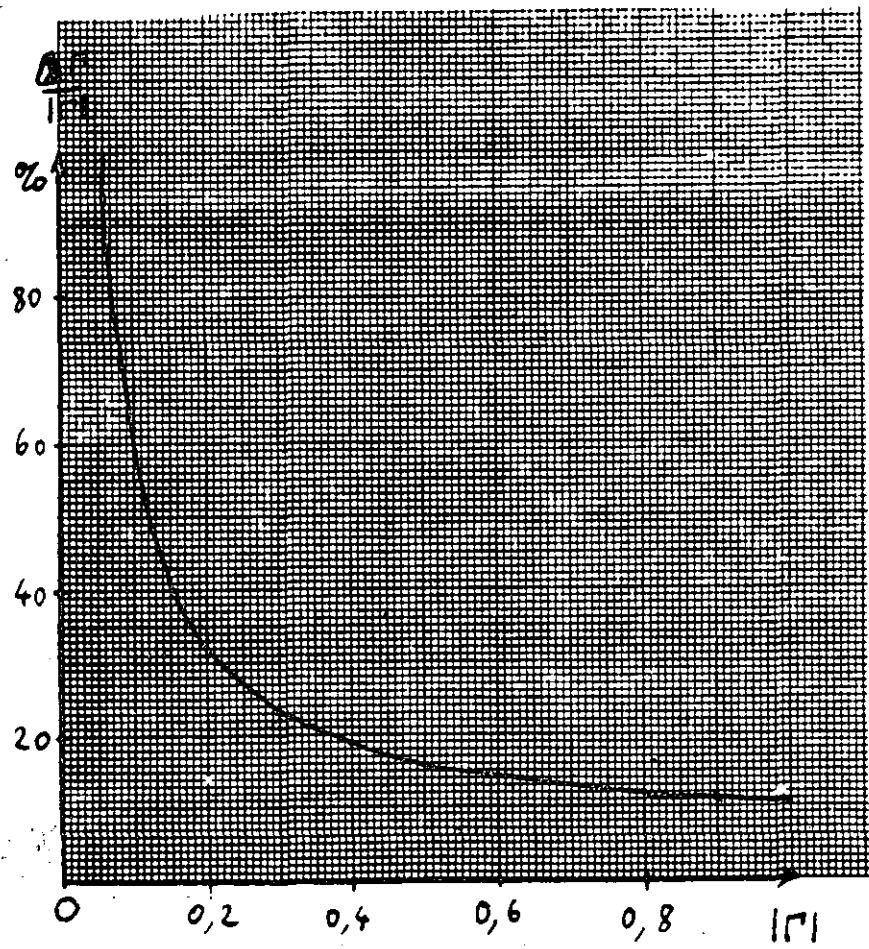
El puede ser dimensionado por la incertidumbre  $\Delta\Gamma$  :



$$\delta\Gamma \approx \frac{\left| \frac{E_{DF}}{E_{RF}} \right| (1 + |\Gamma|)}{1 - \left| \frac{E_{DF}}{E_{RF}} \right|} = \Delta\Gamma$$

La Figura 12 presenta la incertidumbre relativa

$\frac{\Delta\Gamma}{|\Gamma|}$  en función de  $|\Gamma|$  para  $\left| \frac{E_{DF}}{E_{RF}} \right|$  valiendo 0.05 (directividad 26dB)...



*fig 12* Incertidumbre relativa debida a la directividad

La incertidumbre es más grande cuando tendemos hacia la carga adaptada:

Para  $|\Gamma| = 1$ , la incertitud vale

$$\frac{2 \left| \frac{E_{DF}}{E_{RF}} \right|}{1 - \left| \frac{E_{DF}}{E_{RF}} \right|}$$

La incertitud relativa alcanza 100% para

$$|\Gamma| = \frac{\left| \frac{E_{DF}}{E_{RF}} \right|}{1 - 2 \left| \frac{E_{DF}}{E_{RF}} \right|} \quad (\text{sea } 0.056 \text{ para el ejemplo de la figura 12)}$$

La relación  $E_{DF} / E_{RF}$  a un módulo pequeño comparado con uno. Podemos entonces desarrollar la expresión de  $|\Gamma_m|$  al orden 1 : :

$$|\Gamma_m| \approx \left| \Gamma + \frac{E_{DF}}{E_{RF}} (1 + \Gamma) \right|$$

La Figura 13 representa en el plano complejo la cantidad de la cual tomamos el módulo:

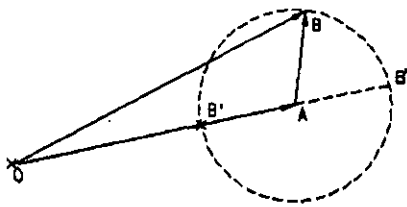


FIG.13 REPRESENTACION DE

$$\Gamma + \frac{E_{DF}}{E_{RF}}(1+\Gamma)$$

$\vec{OA}$  representa  $\Gamma$  y  $\vec{AB}$  representa  $\frac{E_{DF}}{E_{RF}}(1+\Gamma)$ . Cuando

La frecuencia varía, el punto A varía y el punto B se encuentra

alrededor de A. El valor medido es el módulo de  $\vec{OB}$ . Para un

$|\Gamma|$  constante, observamos una ondulación de  $|\Gamma_m|$  variando

de  $||\vec{OB}'||$  a  $||\vec{OB}||$ .

### 2.2.2. Efecto de la desadaptación.

La relación medida para un dipolo cualquiera es:

$$\left| \frac{b_1}{a_1} \right| = \left| \frac{E_{RF}\Gamma}{1 - E_{SF}\Gamma} \right|$$

Con un corto-circuito:

$$\left| \frac{b_{10}}{a_{10}} \right| = \left| \frac{-E_{RF}}{1 + E_{SF}} \right|$$

aunque el aparato muestre:

$$|\Gamma_m| = |\Gamma| \frac{|1 + E_{SF}|}{|1 - E_{SF}\Gamma|}$$

El error relativo sobre la medida puede ser incrementado por:

$$\frac{\Delta\Gamma}{|\Gamma|} = \frac{|E_{SF}|(|\Gamma| + 1)}{1 - |E_{SF}||\Gamma|}$$

$$\left| \frac{b_1}{a_1} \right| = \left| \frac{E_{RF}\Gamma}{1 - E_{SF}\Gamma} \right|$$

Con un corto-circuito:

$$\left| \frac{b_{10}}{a_{10}} \right| = \left| \frac{-E_{RF}}{1 + E_{SF}} \right|$$

La Figura 14 representa esta incertidumbre relativa para  $|E_{SF}| = 0.05$ .

Contrariamente a la Figura 12, este error es más sensible para los grandes coeficientes de reflexión.

La incertidumbre relativa varía de  $|E_{SF}|$  a  $\frac{2|E_{SF}|}{1 - |E_{SF}|}$ .

Si desarrollamos la expresión  $|\Gamma_m|$ , al orden 1 en  $E_{SF}$ , encontramos:

$$|\Gamma_m| \approx |\Gamma| |1 + E_{SF}(1 + \Gamma)|$$

Multiplicamos  $|\Gamma|$  por el módulo de un número complejo representado sobre la Figura 15:

Cuando la frecuencia varía, el punto b gira alrededor del punto a. Observamos una ondulación de la variable medida

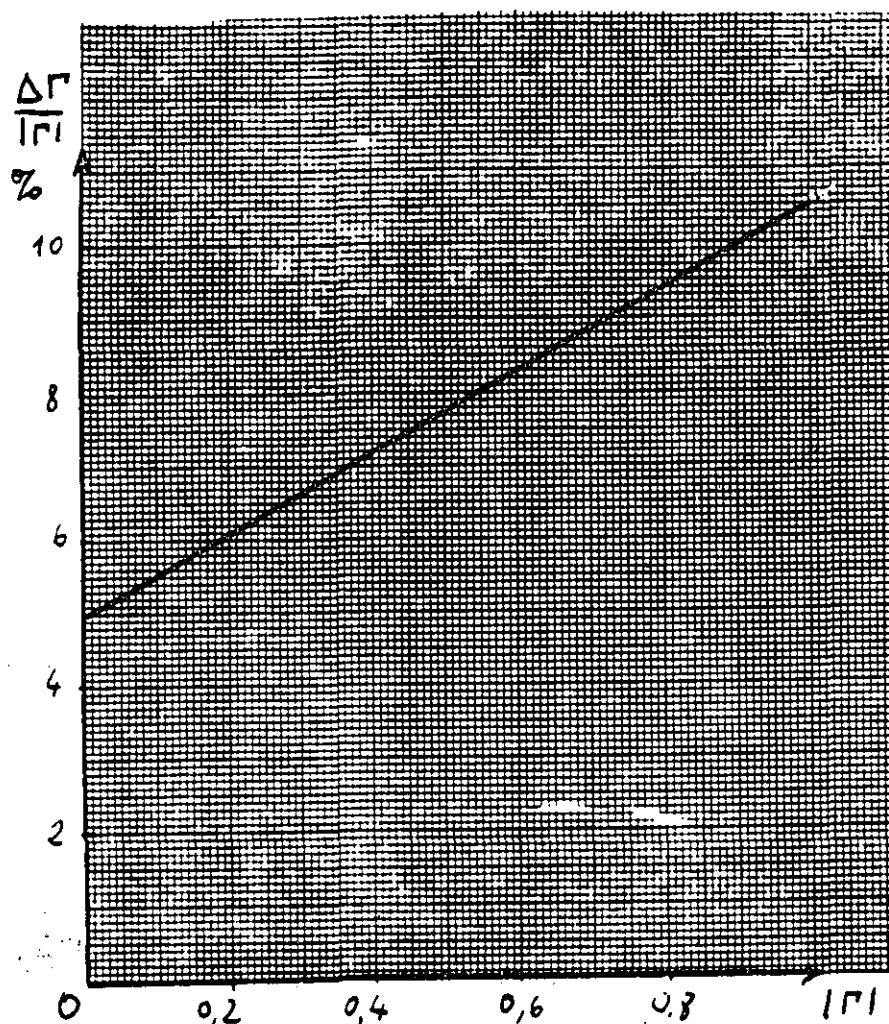


Fig 4. Incertidumbre debida a la desadaptación del generador

proporcionalmente a  $||\vec{OB}||$  que varia de  $||\vec{OB}||$  a  $||\vec{OB}'||$ .

### 2.3 Alargamiento de la línea de medición.

Cuando disponemos de un línea de longitud  $L$  y de constante de propagación  $\beta$  entre la salida del acoplador de medición y el plano de entrada del dispositivo a medir, multiplicamos  $E_{RP}$  y  $E_{SP}$  por  $e^{-2j\beta l}$ . Esto hace girar el punto  $b$  alrededor del punto  $a$  en la Figuras 13 y 15 mucho más rápido en función de la frecuencia. La representación de  $|\Gamma|$  en función de la frecuencia (Figura 16) está

afectada de una ondulación rápida que podemos atribuir con cierta seguridad a los errores de directividad y desadaptación del generador.

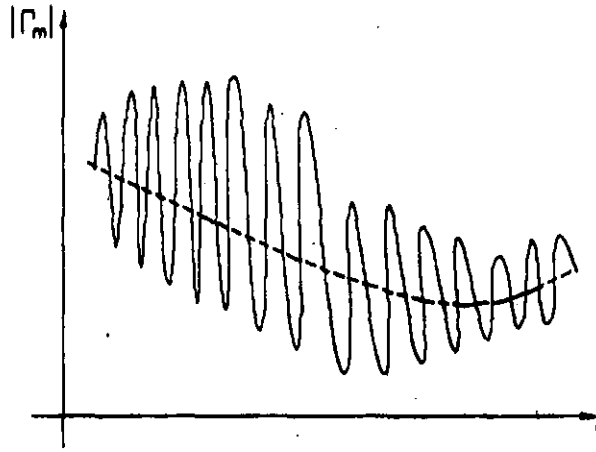


FIG.16 EFECTO DEL ALARGAMIENTO DE LA LINEA DE MEDICION.

Podemos apreciar  $|\Gamma|$  tomando una variación que "integra" las ondulaciones ligadas a los errores.

#### 2.4 Calibración con dos cargas opuestas.

Podemos limitar el efecto de los errores después de la calibración tomando sucesivamente dos patrones cuyas fases son opuestas. Por ejemplo, podemos tomar un corto circuito y un circuito abierto. El término de referencia es entonces la media (generalmente geométrica) de las relaciones medidas. Estudiaremos separadamente la directividad y la desadaptación del generador.

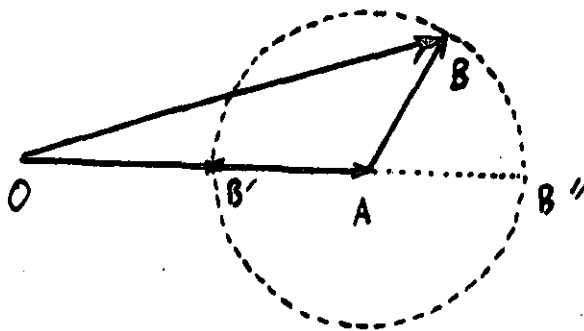


fig 15. Representación de  $1 + E_{sp} (1 + \Gamma)$

### 2.4.1 Directividad.

Con el corto circuito, se encontramos

$$\left| \frac{b_{100}}{a_{100}} \right| = |E_{DF} - E_{RF}|$$

y con el circuito abierto :

$$\left| \frac{b_{100}}{a_{100}} \right| = |E_{DF} + E_{RF}|$$

La referencia es entonces :

$$\left| \frac{b_{10}}{a_{10}} \right| = \left( \left| \frac{b_{1100}}{a_{1100}} \right| \left| \frac{b_{120}}{a_{120}} \right| \right)^{(1/2)} = |ERF^0 - E_{DF}^2|$$

El coeficiente de reflexión medido es entonces:

$$|\Gamma_m| = \frac{|\Gamma + \frac{E_{DF}}{E_{RF}}|}{|1 - \frac{E_{DF}^2}{E_{RF}^2}|}$$

la incertidumbre absoluta  $\Delta\Gamma$  está dada aquí:

$$\Delta\Gamma = \frac{\left| \frac{E_{DF}}{E_{RF}} \right| (1 + |\Gamma| \left| \frac{E_{DF}}{E_{RF}} \right|)}{1 - \left| \frac{E_{DF}}{E_{RF}} \right|^2}$$

La Figura 17 retoma los datos de la Figura 1 para una calibración con dos patrones opuestos. Notamos una buena mejora para los grandes coeficientes de reflexión (un factor de dos aproximadamente), pero poca diferencia para los bajos coeficientes de reflexión cuya precisión es aún mediocre.

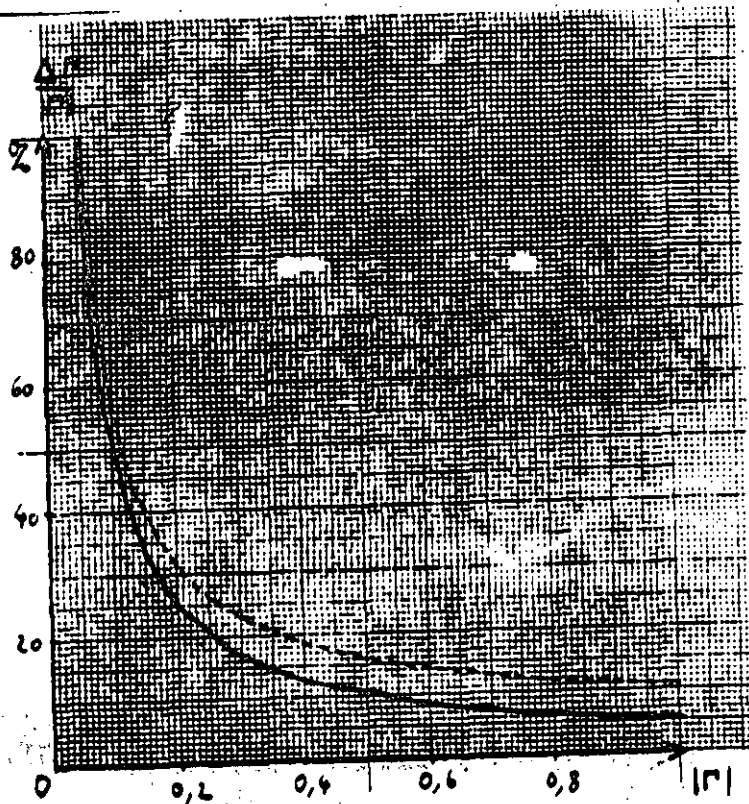


fig 17. Incertidumbre relativa debida a la directividad : (- - -) corto circuito;  
(—) circuito abierto + corto circuito.

#### 2.4.2 Desadaptación de generador.

Para el corto circuito:

$$\left| \frac{b_{100}}{a_{100}} \right| = \left| \frac{-E_{RF}}{1+E_{SF}} \right|$$

y para el circuito abierto:

$$\left| \frac{b_{100}}{a_{100}} \right| = \left| \frac{E_{RF}}{1-E_{SF}} \right|$$

El término de referencia, media geométrica de estas dos relaciones, es:



$$\left| \frac{b_{10}}{a_{10}} \right| = \frac{|E_{RF}|}{|1 - E_{SF}^2|}$$

El coeficiente de reflexión medido es entonces:

$$|\Gamma_m| = |\Gamma| \frac{|1 - E_{SF}^2|}{|1 - E_{SF} \Gamma|}$$

La incertidumbre relativa es entonces:

$$\frac{\Delta \Gamma}{|\Gamma|} = \frac{|E_{SF}| (1 + |E_{SF}| |\Gamma|)}{1 - |E_{SF}| |\Gamma|}$$

La figura 18 comprende la incertidumbre relacionada al error de desadaptación para los dos tipos de calibración. Notamos también una mejoría de un factor 2 para los grandes coeficientes de reflexión y poco cambio cerca de la adaptación.

Podemos notar que la incertidumbre relativa, con este tipo de calibración, queda de la onda de  $|E_{SF}|$ .

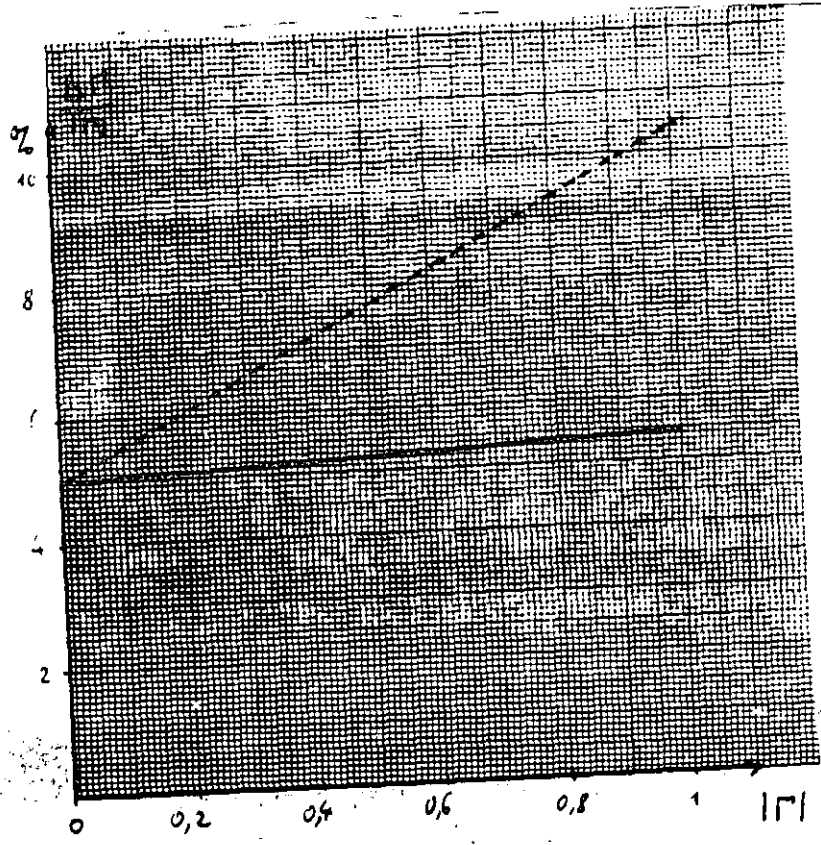


Fig 18 Incertidumbre relacionada a la desadaptación del generador: (---) corto circuito; (—) circuito abierto + corto-circuito.

2.5 Calibración en transmisión.

Para las mediciones en transmisión, utilizamos un tramo de línea ( $|S_{21}|=1$ ) como patrón. A los dos términos de error anteriores,  $E_{SP}$  y  $E_{DF}$ , se agrega la adaptación de carga ELF. La gráfica de fluencia de la Figura 7, permite conocer las relaciones entre los valores medidos y los valores reales de los parámetros S del quadripolo a medir. Tomando en cuenta la pobre precisión de las mediciones, podemos desprestigiar los términos de orden superior, en particular el producto ELF  $E_{SP}$ . Con estas condiciones, podemos separar los términos de error y sus efectos.

2.5.1 Directividad.

Si no consideramos más que la directividad:

$$\frac{b_1}{a_1} = E_{DF} + S_{11} E_{RF} \quad \frac{b_2}{a_1} = E_{TF} S_{21}$$

El efecto de la directividad sobre  $S_{11}$  es el mismo que sobre el

$\Gamma$  de un dipolo. Esto no afecta las mediciones en transmisión.

### 2.5.2 Desadaptación del generador.

$$\frac{b_1}{a_1} = \frac{S_{11}E_{RF}}{1 - S_{11}E_{SF}} \quad \frac{b_2}{a_1} = \frac{S_{21}E_{TF}}{1 - S_{11}E_{SF}}$$

Para  $S_{11}$ , los resultados son los mismos que para las mediciones sobre un dipolo.

La calibración en transmisión proporciona:

$$\left| \frac{b_{20}}{a_{10}} \right| = |E_{TF}|$$

si bien que:

$$|S_{21m}| = \frac{|S_{21}|}{|1 - S_{11}E_{SF}|}$$

Alargando la línea entre la salida del acoplador y el acceso 1 del quadripolo, llegamos a hacer girar el término  $S_{11}E_{SF}$  alrededor de 1. Podemos entonces "integrar" las variaciones rápidas de la combinación representando  $|S_{21m}|$  en función de la frecuencia.

### 2.5.3 Desadaptación de la carga.

$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11}E_{RF} + S_{12}S_{21}E_{LF}E_{RF} \quad \frac{b_2}{a_2} = \frac{S_{21}E_{TF}}{1 - S_{22}E_{LF}}$$

En reflexión, calibrando con un corto circuito

$$\left| \frac{b_{10}}{a_{10}} \right| = |E_{RP}|$$

En consecuencia:

$$|S_{11m}| = |S_{11} + S_{12} S_{21} E_{LF}|$$

Aparece una incertitud absoluta:

$$\Delta S_{11} = |S_{12} S_{21} E_{LF}|$$

En transmisión, calibrando con una sección de línea:

$$\left| \frac{b_{20}}{a_{10}} \right| = |E_{TF}|$$

Si bien que:

$$|S_{21m}| = \frac{|S_{21}|}{|1 - S_{22} E_{LF}|}$$

Podemos, aquí también, alargar la línea entre el acceso 2 del quadripolo y el detector b2. Esto permite hacer "girar"  $S_{12}$   $S_{21}$  ELF alrededor de  $S_{11}$  para la medición y reflexión y  $S_{22}$  LF alrededor de 1 para la medición en transmisión.

### 3. ANALIZADOR DE REDES VECTORIAL A 2 O 3 ACOPLADORES.

Los analizadores de redes vectoriales miden las relaciones a la vez en módulo y en fase. Esto permite, utilizando patrones adecuadamente escogidos, poder medir los elementos de los modelos de error.

Existen dos familias de analizadores de redes heterodinos. Estos contienen 2 o 3 acopladores, permitiendo la medición en una primera fase de las relaciones  $b1/a1$  y  $b2/a1$ . Volteando el quadripolo ya sea permutando las ramas de aparato, efectuamos las mismas mediciones en el sentido inverso. Los aparatos a 4 acopladores permiten la medición simultánea de 3 relaciones en lugar de 2. Esto permite una simplificación del modelo de error y una calibración más simple.

### 3.1 Descripción del dispositivo.

Los analizadores a dos acopladores están constituidos como lo muestra la Figura 5. Generalmente, para esta generación de aparatos, no existe otra posibilidad para medir los cuatro parámetros S de un quadripolo que la de girarlo.

Los analizadores a 3 acopladores están constituidos como lo muestra la Figura 19.

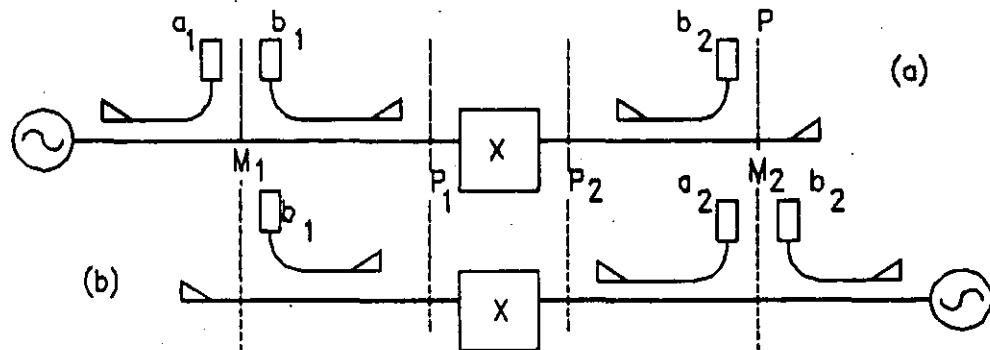


FIG.19 ANALIZADOR DE REDES A TRES ACOPLADORES  
(a) MEDICIONES DIRECTAS (b) MEDICIONES INVERSAS.

Un acoplador colocado a la salida permite una mejor adaptación de la carga ELF. Además, la parte central del montaje colocada entre los planos  $m_1$  y  $m_2$ , permite a la vez las mediciones en directo y en inverso. Es suficiente entonces, para la utilización de conmutadores internos, permitir lo que está antes de  $M_1$  y lo que está después de  $M_2$ . Sin embargo, el punto de vista eléctrico, se trata de 2 montajes diferentes.

### 3.2 Modelo de error a 12 términos.

El modelo de error a 6 términos mostrado sobre la Figura 7, es válido para las mediciones en directo. Es necesario definir un modelo similar para las mismas e inverso. Sobre la Figura 20, la gráfica de fluencia de las mediciones en inverso, contienen los mismos términos que en directo donde el índice F(forward) está reemplazado por R(reverse).

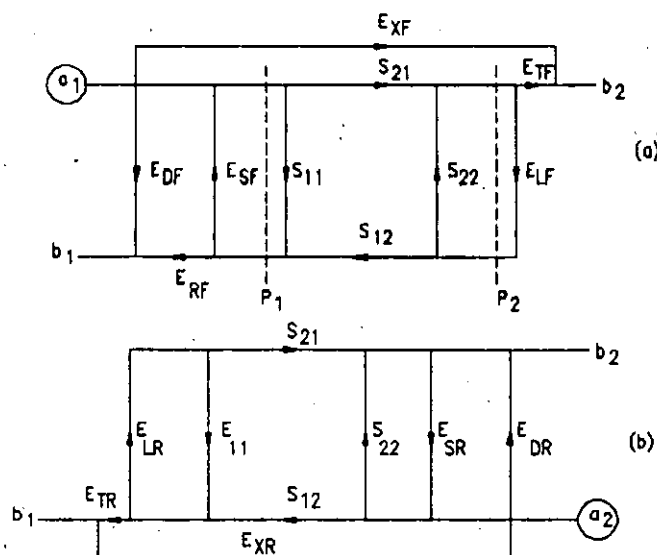


FIG.20 MODELO DE ERROR A 12 TERMINOS (a) MEDICIONES DIRECTAS  
(b) MEDICIONES INVERSAS.

Tratándose eléctricamente de dos montajes diferentes, no existe ninguna relación entre los términos de error en directo que aquellos en reverso.

### 3.3 Calibración OSTL:

Para determinar estos 12 términos de error del modelo de la Figura 20, es necesario efectuar 12 mediciones de calibración. El método más utilizado es la calibración OSTL (open-short-thru-load) que utiliza el circuito abierto, el corto circuito, la conexión directa y la carga adaptada.

Los términos  $E_{RF}$ ,  $E_{SF}$ ,  $E_{DF}$  se miden utilizando un dipolo en el plano  $p_1$ . Para poder determinar los 3 parámetros, utilizamos 3 dipolos patrón.

#### 3.3.1 Patrones fijos.

En tecnología coaxial, los patrones más fáciles a realizar son: el corto circuito, el circuito abierto imperfecto y la carga adaptada, más o menos para las frecuencias bajas.

El corto circuito está constituido de un plano metálico colocado perpendicularmente en el eje de propagación en el plano de referencia.

El circuito abierto está constituido de una transición entre la guía coaxial y una guía circular (Figura 21).

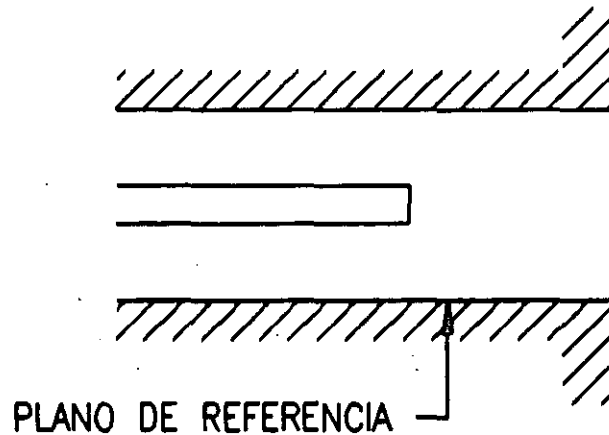


FIG.21 CIRCUITO ABIERTO.

Los modos excitados en la guía circular son los TM<sub>0m</sub> desvanecidos. El efecto de la extremidad de la guía circular es así despreciable. Además, dado el carácter reactivo de estos modos, el circuito abierto, en el plano de referencia, es equivalente a una capacidad variable con la frecuencia. El fabricante proporciona el valor de la capacidad en la forma:

$$C = C_0 + C_1 f + C_2 f^2$$

La carga adaptada no puede ser realizada más que para las bajas frecuencias (generalmente hasta 4 GHz). Ellas están frecuentemente constituidas como se muestra sobre la Figura 22.

Una barra resistiva está montada entre dos pinzas a la extremidad del conductor central. La resistencia estática es igual a la impedancia característica del coaxial.

Para las otras frecuencias, utilizamos una carga deslizante.

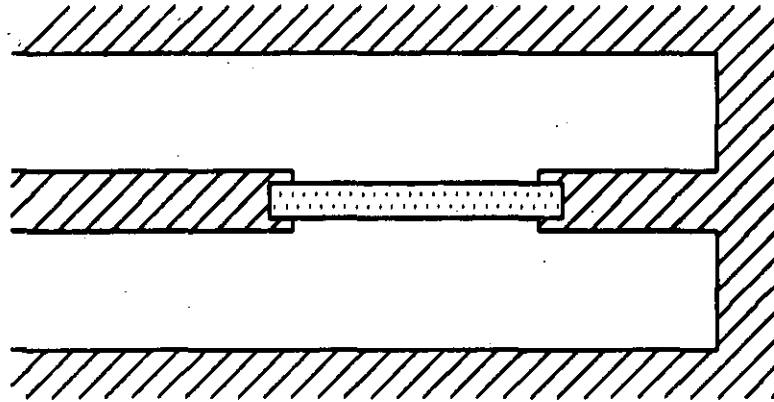


FIG.22 CARGA ADAPTADA.

3.3.2 Carga deslizable.

El principio de la carga deslizable está representado en la Figura 23.

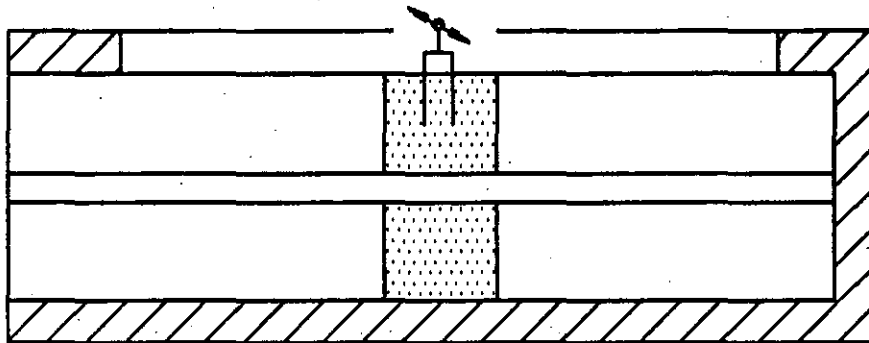


FIG.23 CARGA DESLIZABLE.

El elemento resistivo puede desplazarse a lo largo de la línea. La adaptación no siendo perfecta, la impedancia reportada en el plano de referencia está situada sobre la carta de Smith, sobre un círculo centrado en 0 y de radio  $|\Gamma|$ . Si despreciamos  $|E_{SP}\Gamma|$  ante 1, el punto representativo de  $b_1/a_1$  en el plano complejo es un



círculo de centro  $E_{DP}$  y de radio  $|E_{RF}\Gamma|$  (Figura 24).

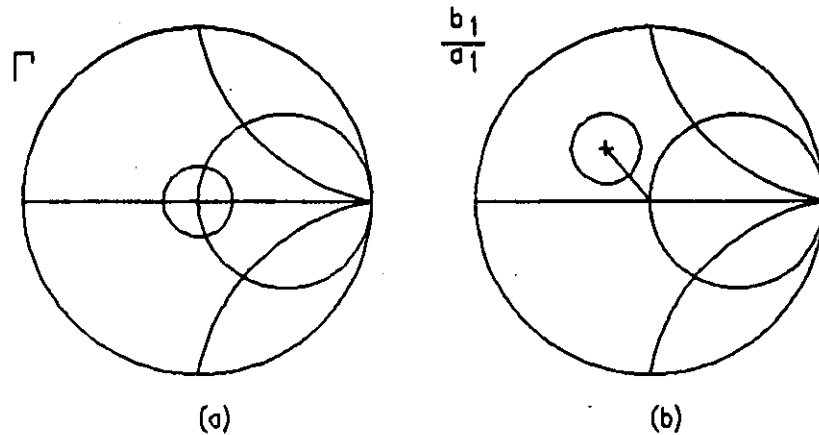


FIG.24 CARGA DESLIZANTE

Podemos entonces determinar el término de directividad  $E_{DP}$  directamente, calculando las coordenadas del centro del círculo de la Figura 24a.

### 3.3.3 Calibración y transmisión.

Colocamos en cada acceso un dipolo cerrado constituyendo así un quadripolo tal que  $S_{12} = S_{21} = 0$ . Medimos entonces la relación  $b_1/a_1$  que da directamente en directo  $E_{XP}$ . Trabajamos igualmente para EXR.

Cuando colocamos una conexión directa, en lugar del quadripolo a medir, vemos, en directo, ELF como si viéramos una impedancia después de una medición en reflexión.

La relación  $b_2/a_1$  da finalmente al acceso o al término de proporcionalidad ETF.

### 3.4 Determinación de los parámetros S.

Cuando los 12 términos de error son conocidos, se debe pasar de las mediciones de las 4 relaciones al valor de los 4 parámetros S.

En directo medimos:

$$S_{11m} = \frac{b_1}{a_1} \quad S_{21m} = \frac{b_2}{a_1}$$

y en inverso:

$$S_{22m} = \frac{b_2}{a_2} \quad S_{12m} = \frac{b_1}{a_2}$$

Reencontramos los parámetros S con las fórmulas siguientes:

$$S_{11} = \frac{A_{11}(1 + A_{22}E_{SR}) - A_{12}A_{21}E_{LF}}{D}$$

$$S_{12} = \frac{A_{12}(1 + A_{11}(E_{SF} - E_{LR}))}{D}$$

$$S_{22} = \frac{A_{22}(1 + A_{11}E_{SF}) - A_{12}A_{21}E_{LR}}{D}$$

$$S_{21} = \frac{A_{21}(1 + A_{22}(E_{SR} - E_{LF}))}{D}$$

Con:

$$A_{11} = \frac{S_{11m} - E_{DF}}{E_{RF}} \quad A_{12} = \frac{S_{12m} - E_{XR}}{E_{TR}}$$

$$A_{21} = \frac{S_{21m} - E_{XF}}{E_{TF}} \quad A_{22} = \frac{S_{22m} - E_{DR}}{E_{RR}}$$

$$D = (1 + A_{11}E_{SF})(1 + A_{22}E_{SR} - A_{12}A_{21}E_{LF}E_{LR})$$

Lo que debemos retener de estas relaciones, es que se debe conocer imperativamente las 4 relaciones aún cuando se desee conocer uno sólo de los parámetros S.

### 3.5 Deembedding

Cuando se debe realizar una medición del quadripolo en una estructura que no permite la realización de patrones, utilizamos

quadripolos de adaptación (Figura 25).

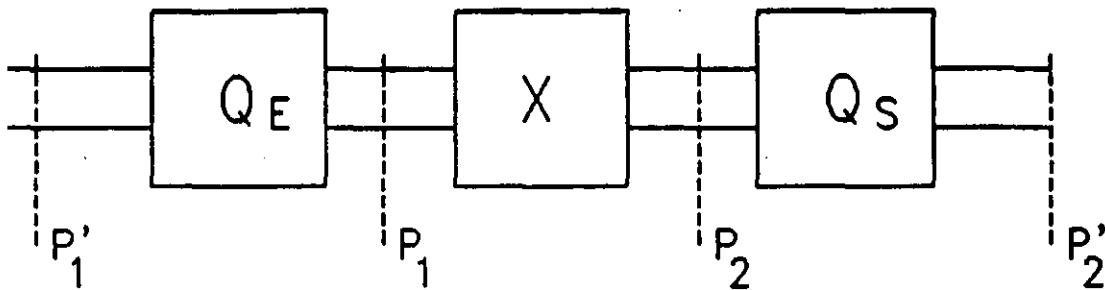


FIG.25 QUADRIPOLOS DE ACCESO.

En un primer paso, realizamos una calibración completa en los planos  $P'_1$  y  $P'_2$ . Medimos entonces el conjunto colocado entre  $P'_1$  y  $P'_2$  reemplazando el quadripolo a medir para los patrones entre los planos  $P_1$  y  $P_2$ . De estas mediciones, deducimos las características de los quadripolos de adaptación  $Q_E$  y  $Q_S$ . Estos quadripolos son pasivos recíprocos. Cada uno de ellos puede entonces ser caracterizado por 3 variables. No existe entonces más que 6 incógnitas, por lo que necesitamos menos patrones.

Lo más frecuente, utilizar los 3 patrones, de los cuales no conocemos necesariamente todos los elementos. Los dos juegos de patrones más utilizados son:

- Una conexión directa.
- Un circuito abierto malo de  $\Gamma$  desconocida.
- Una carga adaptada.

En el caso de la base de la Figura 8, los quadripolos de acceso están constituidos de cada mandíbula y de una longitud de línea en estructura planar. Así mismo, las puntas de la Figura 9 y la transición de la Figura 10 seguido eventualmente de una longitud de línea, constituyen los quadripolos de acceso.

#### 4. Analizador de redes con 4 acopladores.

Los analizadores de redes con 4 acopladores permiten a todo momento una medición suplementaria. Esto permite disponer de un

número más importante de ecuaciones para un mismo número de patrones. Podemos entonces realizar calibraciones ahí donde no es posible realizarlas en gran número.

Sin embargo, todos los aplicables a otros analizadores quedan aplicables.

#### 4.1 Descripción del dispositivo.

Los analizadores con 4 acopladores están constituidos como lo muestra la Figura 26.

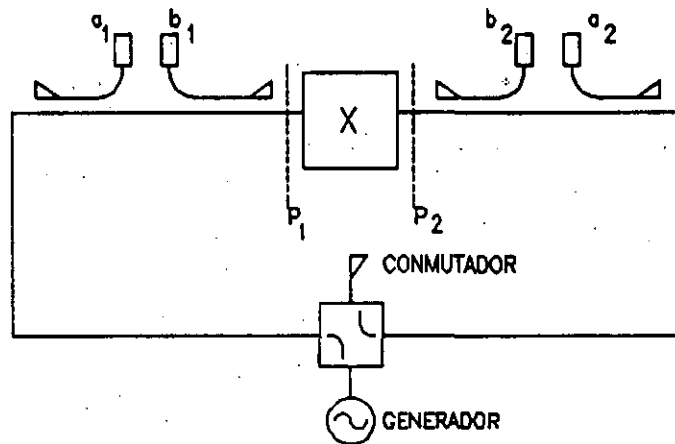


FIG.26 ANALIZADOR DE REDES A 4 ACOPLADORES.

El conmutador permite pasar de las mediciones directas a las mediciones inversas. Medimos simultáneamente 4 variables. Ellas están relacionadas linealmente independientemente de la posición del conmutador. Una de las ventajas de estos aparatos es la eliminación de los errores aleatorios ligados a la reproductividad del conmutador.

#### 4.2 Modelo de error a 7 términos.

Las relaciones lineales entre las cuatro variables están representadas sobre la Figura 27.

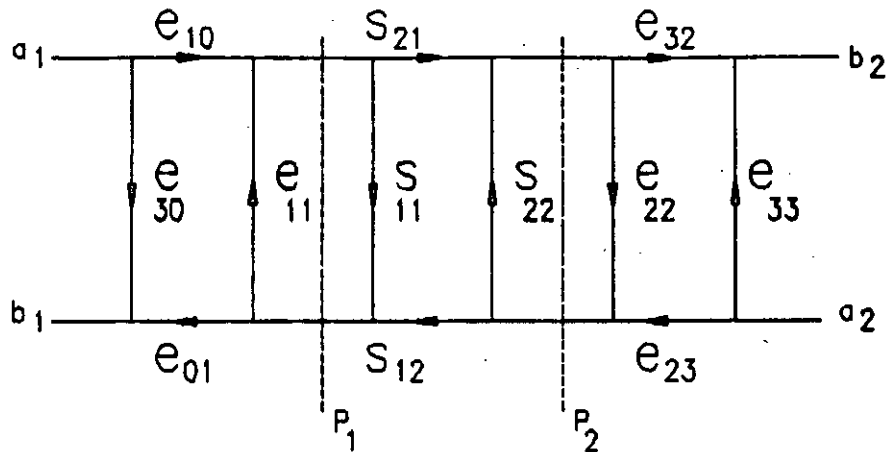


FIG.27 MODELO DE ERROR A 7 TERMINOS.

En efecto, los términos  $e_{10}$ ,  $e_{01}$ ,  $e_{23}$ ,  $e_{32}$  no son útiles más que en los productos 2 a 2.

Contamos entonces solamente 7 términos independientes. Nos hemos despreciado los términos de aislamiento.

Ciertos términos del modelo a 7 términos y del modelo a 12 términos pueden estar relacionados simplemente

$$E_{DF} = e_{00}$$

$$E_{DR} = e_{33}$$

$$E_{SF} = e_{11}$$

$$E_{SR} = e_{22}$$

$$E_{RF} = e_{01} \ e_{10}$$

$$E_{RR} = e_{23} \ e_{32}$$

Por el contrario, los términos ETF, ETR, ELR y ELF no pueden deducirse directamente del modelo a 7 términos. Sus valores son funciones de las características del conmutador y de la carga terminal.

Sea, para uno de los patrones:

$$A = \frac{\frac{a_2}{a_1}}{\frac{b_2}{a_1}} \text{ en directo} \quad B = \frac{\frac{a_1}{a_2}}{\frac{b_1}{a_2}} \text{ en inverso}$$

Podemos así reconstituir estos últimos elementos:

$$E_{TF} = e_{01} e_{23} \frac{1}{1 - Ae_{33}} \quad E_{TR} = e_{10} e_{32} \frac{1}{1 - Be_{00}}$$

$$E_{LF} = e_{22} + \frac{A}{1 - Ae_{33}} \quad E_{LR} = e_{11} + \frac{B}{1 - Be_{00}}$$

#### 4.3. Autocalibración.

Llamamos autocalibración a los métodos de calibración utilizando el modelo de error a 7 términos. Es necesario disponer de 7 relaciones. Utilizamos normalmente:

- Un quadripolo del cual conocemos los 4 parámetros.
- Un quadripolo del cual conocemos dos relaciones entre los parámetros.
- Un quadripolo del cual conocemos una relación entre los parámetros.

Los dos métodos más utilizados son:

- El método TRL (thru-reflexion-line) que contiene:
  - \* Una conexión directa.
  - \* Un pedazo de línea de longitud desconocida.
  - \* Un falso circuito abierto o un falso corto circuito del cual no conocemos el coeficiente de reflexión.
- El método LRM (line-reflexion-match) que contiene:
  - \* Una conexión directa.
  - \* Una carga adaptada.
  - \* Un falso circuito abierto o un falso corto circuito.

Se debe notar, que en el método TRL, la longitud del pedazo de línea debe ser diferente a 0 y a  $\lambda/2$ , sino se degenera con la conexión directa. En la práctica, se evita aproximarse de estos valores. Para guardar una buena precisión de medición, consideramos que el desfase aportado por el pedazo de línea debe estar limitado entre  $20^\circ$  y  $100^\circ$ . Eso significa que no podemos cubrir más que una banda de frecuencia de  $3/8$ . En particular, es difícil realizar una calibración en bajas frecuencias a menos de utilizar un pedazo de línea muy grande. Lo que no es por cierto razonable para los circuitos integrados monolíticos.

De forma inversa, el método RLM no presenta limitación en frecuencia. Sin embargo, es actualmente dedicado a realizar una carga adaptada de buena calidad sobre una banda de frecuencia ancha.

Para cada etapa de calibración, medimos 6 relaciones:

$$- \text{ en directo } \frac{b_1}{a_1}, \frac{b_2}{a_1}, \frac{a_2}{a_1}$$

$$- \text{ en inverso } \frac{b_2}{a_2}, \frac{b_1}{a_2}, \frac{a_1}{a_2}$$

Cuando colocamos el quadripolo a medir, debemos medir igualmente las cinco relaciones para determinar los parámetros S.

# MEDIDA DEL FACTOR DE RUIDO.

*PROFESOR DANIEL PASQUET.  
ECOLE NATIONALE SUPERIEUR DE L'ELECTRONIQUE  
ET SES APPLICATIONS.*

*CERGY - FRANCIA.  
ABRIL 1992.*



## MEDICION DEL FACTOR DE RUIDO.

1. Representación del ruido.
  - 1.1. Ruido en un dipolo.
  - 1.2. Ruido en los quadripolos.
  - 1.3. Factor de ruido.
    - 1.3.1. Definición.
    - 1.3.2. Parámetros de ruido.
    - 1.3.3. Quadripolos pasivos.
      - 1.3.3.1. Quadripolo pasivo recíproco adaptado.
      - 1.3.3.2. Quadripolo pasivo unilateral.
  - 1.4. Puesta en cascada de dos quadripolos.
2. Medición del factor de ruido.
  - 2.1. Método de las dos temperaturas.
  - 2.2. Constitución de un banco de medida.
  - 2.3. Determinación del factor de ruido.
    - 2.3.1. Elementos colocados adelante o al frente.
    - 2.3.2. Quadripolo a medir.
    - 2.3.3. Elementos colocados después o atrás.
  - 2.4. Casos particulares.
    - 2.4.1. Caso de un quadripolo cerrado por una impedancia imperativa.
    - 2.4.2. Caso de un quadripolo de salida unilateral.
  - 2.5. Determinación de los parámetros de ruido.

### MEDICION DE FACTOR DE RUIDO.

Las señales eléctricas transportan una información útil. A la señal útil se superponen señales indeseables que llamamos ruido. Los orígenes físicos del ruido son diversos, no entran en el marco de este curso. Nosotros haremos frecuentemente referencia al ruido térmico. Es una señal aleatoria cuya densidad espectral de ruido está constituida en función de la frecuencia y proporcional a la temperatura. Este ruido está generado por todo dispositivo disipativo.

Un dispositivo electrónico transmite una señal y ruido modificándolos. Además, él agrega ruido. Es este ruido excedente que caracteriza la calidad del dispositivo. Es esta propiedad que buscamos cuantificar por una variable llamada factor de ruido.

Después de haberlo definido, nosotros propondremos un método que permita su medición.

## 1. REPRESENTACION DEL RUIDO.

En esto que sigue, nosotros nos interesaremos a las potencias de ruido situadas en una banda de frecuencia B alrededor de una frecuencia central F. El ancho de B es tomado suficientemente pequeño para que las características eléctricas de los dispositivos descritos no varíen en la banda.

Nosotros consideraremos sucesivamente el ruido en los dipolos, después en los quadripolos. Nosotros definiremos enseguida el factor de ruido de un quadripolo. Finalmente, nosotros estudiaremos cómo los factores de ruido de quadripolos colocados en cascada se combinan.

Todos los elementos descritos funcionan en régimen lineal.

### 1.1 Ruido en un dipolo.

Nosotros basamos todo este estudio sobre la propiedad siguiente:

- La potencia de ruido disponible en los extremos de un dipolo en una banda B alrededor de una frecuencia f es:

En esta expresión, k es la constante de Boltzmann:

T es la temperatura equivalente de ruido del dipolo. En el caso de un dipolo pasivo, sin el aporte exterior de energía, T es la temperatura termodinámica del dipolo.

Recordemos que la potencia disponible es la potencia máxima que un dipolo puede transmitir a una carga cuando ésta es óptima. Así, para una representación de Theveninn de un dipolo, la potencia disponible se disipa cuando la impedancia de la carga es complejo conjugado de la impedancia de Theveninn, Figura 1.a.

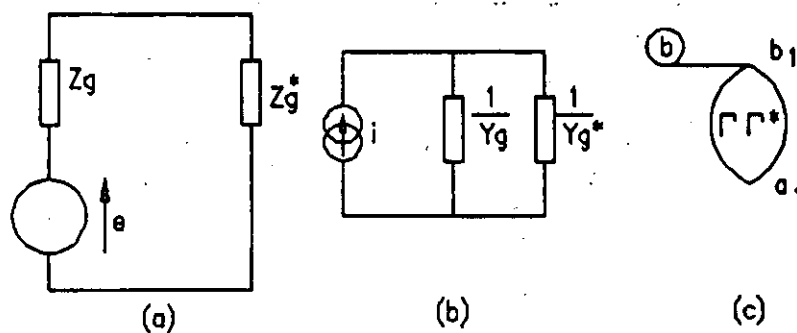


Figura 1: Dipolos proveedores de su potencia disponible:  
a) Thévenin; b) Norton; c) Ondas de potencia.

Un dipolo ruidoso puede entonces estar representado por una de estas cuatro formas ( Figura 2).

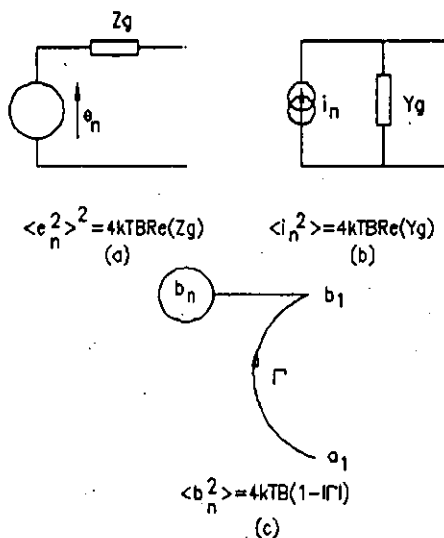


Figura 2 representación de dipolos ruidosos:

a) Theveninn; b) Northon; c) Onda de potencia.

En estas representaciones, las variables  $e_N$ ,  $i_N$  y  $b_N$  son aleatorias e innaccesible. La única cosa que se puede conocer, son sus medias cuadráticas dentro de la banda B.

## 1.2 Ruido en los quadripolos.

De la misma forma que asociamos una representación del ruido de un dipolo a cada representación eléctrica, podemos asociar una representación del ruido en los quadripolos a cada matriz eléctrica. Siguiendo la analogía, definimos una matriz llamada matriz de conversión para cada representación.

La Figura 3 muestra la representación en impedancia de un quadripolo ruidoso.

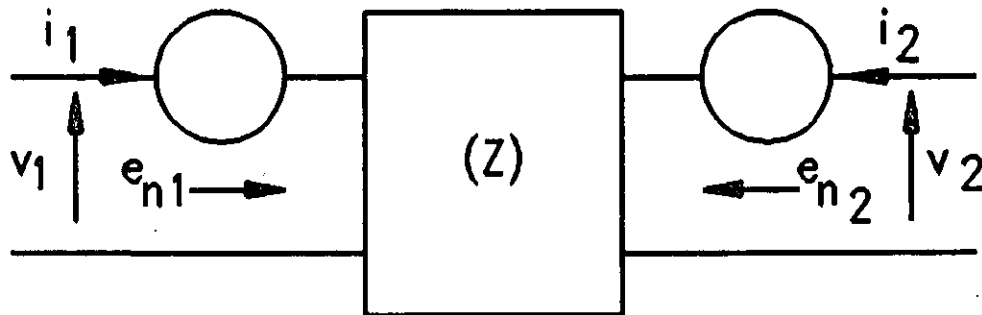


Figura 3 representación en impedancia de un quadripolo ruidoso.

Los generadores de tensión  $e_{n1}$  y  $e_{n2}$  son aleatorios.

Nosotros no conocemos más que el valor de la cuadrática media de cada una de las tensiones y sus coeficientes de correlación. Reagrupamos estos términos en una matriz dicha de correlación.

La parte central de la Figura 3 es un quadripolo no ruidoso conocido por su matriz eléctrica de impedancia  $(Z)$ .

Podemos, de la misma manera proponer una representación en admitancia (Figura 4).

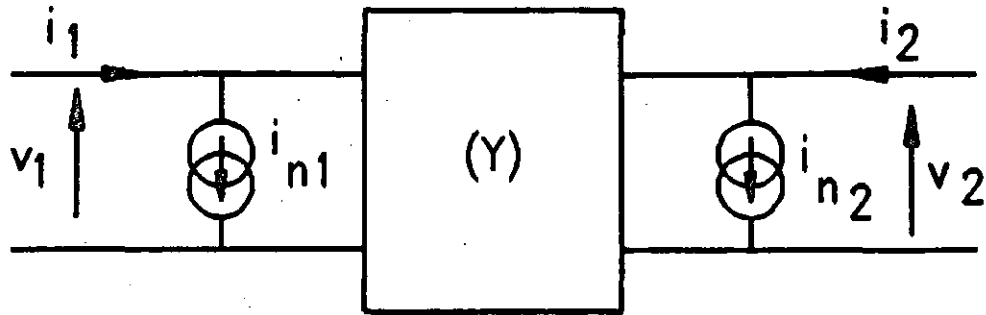


Figura 4 representación en admitancia de un quadripolo ruidoso.

Definimos una matriz de correlación en admitancia:

La representación en cascada de la Figura 5 es una de las más utilizadas.

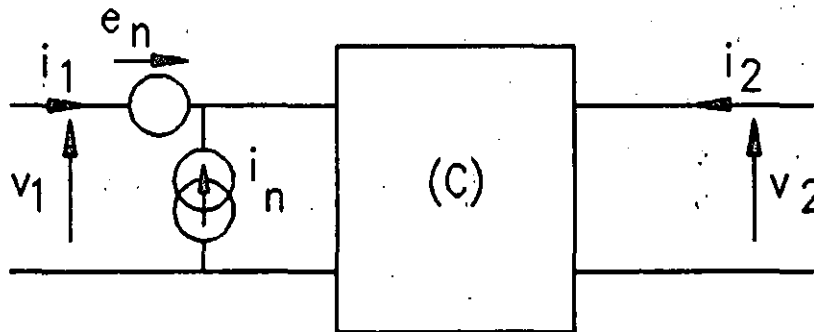


Figura 5 representación en cascada de un quadripolo ruidoso.

Asociamos una matriz de correlación de cascada:

En fin, en el dominio de las microondas, definimos una representación en ondas de potencia inspirándonos de la matriz de repartición (Figura 6).

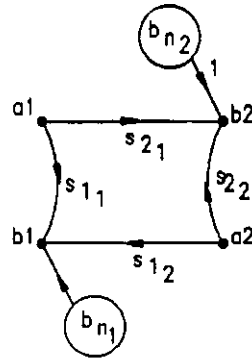


Figura 6 representación de un quadripolo ruidoso en ondas de potencia.

La matriz de conversión asociada es

Estas diferentes matrices están relacionadas entre ellas por una relación de tipo:

$$(C') = (T)(C)(T)^t$$

Donde (T) es la matriz de transformación.

La Tabla 1 da los elementos de las matrices de transformación para las representaciones propuestas. Podemos notar que los elementos no son función que de características eléctricas de los quadripolos, pero en ningún caso de los parámetros de ruido.

		MATRIZ DE INICIO			
		IMPEDANCA	ADMITANCA	CADENA O CARGA	REPARTICION
MATRIZ DE LECTURA	IMPEDANCA	(0)	(∞)	$\begin{matrix} 1 - Z_{11} \\ 0 - Z_{21} \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0 \\ 0 \end{matrix} (0 - (Z_{11}))^{-1}$
	ADMITANCA	(∞)	(0)	$\begin{matrix} -Y_{11} & 1 \\ -Y_{21} & 0 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0 \\ 0 \end{matrix} (0 - (Y_{11}))^{-1}$
	CADENA O CARGA	$\begin{matrix} 1 - C_{11} \\ 0 - C_{21} \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0 & C_{11} \\ 1 & C_{22} \end{matrix}$	(0)	$\begin{matrix} 1 & \frac{1 + S_{11}}{S_{22}} \\ -1 & \frac{1 - S_{11}}{S_{21}} \end{matrix}$
	REPARTICION	$(0 - (Z_{11}))^{-1}$	$-(0 - (Y_{11}))^{-1}$	$\begin{matrix} \frac{C_{21} + C_{22}}{Z C_{11}} - \frac{C_{11} + C_{12}}{Z C_{11}} \\ -\frac{1}{Z C_{11}} - \frac{1}{Z C_{11}} \end{matrix}$	(0)

Tabla 1: matrices de transformación entre matrices de correlación.

En esta tabla, la última columna y la última línea hacen aparecer las variables reducidas. El resto de la tabla puede ser utilizado indistintamente en variables reducidas o completas.

En el caso particular cuando el quadripolo es pasivo recíproco:

1.3 Factor de ruido.

1.3.1 Definición.

El factor de ruido de un quadripolo caracteriza la degradación de la relación señal a ruido entre la entrada y la salida, el generador siendo un dipolo a  $T_o = 290 \text{ K}$ .

Si  $N_e$  y  $S_e$  son respectivamente las potencias de ruido y de señal presentes a la entrada del quadripolo y  $N_s$  y  $S_s$  las mismas variables disipadas en la carga, el factor de ruido es entonces:

La relación de las potencias disipadas es igual a aquel de las potencias disponibles:

Donde  $G^{av}$  es la ganancia en potencia disponible del quadripolo. Si el quadripolo no siendo ruidoso, la potencia de ruido disponible a la salida sería  $N_{eav} \cdot G_{av}$ . Definimos entonces una potencia de ruido disponible adicional:

$$N_{aav} = N_{sav} - G_{av} \cdot N_{eav}$$

El factor de ruido a la entrada de la que colocamos un dipolo cuya temperatura de ruido es  $T_o$  (290 K) es:

1.3.2 Parámetros de ruido.

Tomemos, para el quadripolo ruidoso, una representación en cadena (Figura 7):



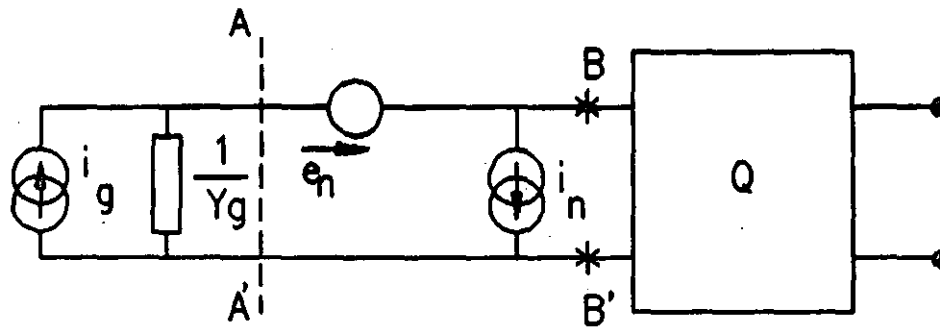


Figura 7: quadripolo ruidoso.

La fuente de corriente  $I_0$  tiene como media cuadrática:

La entrada del quadripolo real está situada entre A y A'. El quadripolo Q no ruidoso ve, entre B y B', un generador de Northon cuya corriente de corto circuito es:

Podemos descomponer  $i_n$  en una parte correlacionada con  $e_n$  y en una parte no correlacionada:

Existe entonces una admitancia  $Y_g$  óptima llamada  $Y_{opt}$  tal que F sea mínima. Con estas condiciones:

### 1.3.3. Quadripolo pasivo.

La potencia de ruido disponible a la salida de un quadripolo pasivo a una temperatura T conectado a su entrada con un dipolo a la misma temperatura es:

#### 1.3.3.1. Quadripolo pasivo recíproco adaptado.

H

En el caso donde el quadripolo pasivo está adaptado a cada acceso ( $S_{11} = S_{22} = 0$ ), podemos calcular el coeficiente de reflexión asociado a  $Y_{opt}$ :

#### 1.3.3.2. Quadripolo pasivo unilateral.

En el caso de un quadripolo pasivo unilateral ( $S_{12} = 0$ ):

#### 1.4 Puesta en cascada de dos quadripolos.

La utilización de las matrices de correlación permite la asociación de varios quadripolos entre ellos. Cuando colocamos los quadripolos en serie, agregamos las matrices de correlación impedancia; cuando los ponemos en paralelo, agregamos las matrices de correlación admitancia.

Para la puesta en cascada, las matrices de correlación de cadena se asocian de la manera siguiente:

Donde  $(C_1)$  es la matriz eléctrica de cadena del primer quadripolo.

Podemos igualmente determinar el factor de ruido del conjunto de dos quadripolos a partir de aquel de cada uno de entre ellos. Si  $Naav_1$  y  $Naav_2$  son las potencias adicionales disponibles de ruido de cada quadripolo, y si  $Gav_1$  y  $Gav_2$  son las ganancias disponibles, la potencia de ruido disponible a la salida del segundo quadripolo es:

Es la fórmula de FRIIS. Los factores de ruido  $F_1$  y  $F_2$  son funciones de la impedancia que presentamos al acceso de los quadripolos. De la misma forma para las ganancias en potencia disponible  $Gav_1$ .

#### 2. Medición del factor de ruido.

Nosotros consideramos el principio de la medición del factor de ruido por el método dicho de dos temperaturas. Este método es el más conocido y es utilizado por la mayor parte de los aparatos

automáticos.

Nosotros escribimos en seguida la construcción de un banco de medición de factor de ruido definiendo todas sus características necesarias a la medición. En un cierto número de casos particulares, podemos simplificar el procedimiento de medición.

### 2.1 Método de las dos temperaturas.

La potencia de ruido disponible a la salida del un quadripolo en una función relacionada a la temperatura de ruido del generador que presentamos a la entrada.

Supongamos que disponemos de un generador ruidoso cuya impedancia es constante y que podemos llevarlo a dos temperaturas de ruido distintas  $T_1$  y  $T_2$ . En cada caso, la potencia de ruido disponible a la salida del quadripolo es:

La sola aproximación que permite el empleo de esta expresión, es que la impedancia de ruido es independiente de la temperatura.

Para las mediciones comunes,  $T_1$  es la temperatura ambiente del laboratorio. El constructor da el valor de  $R_2$ . Expresado en dB, ella toma el nombre de ENR (excces noise ratio).

### 2.2 Constitución de un banco de medición.

La Figura 8 representa la constitución habitual de un banco de medición del factor de ruido.

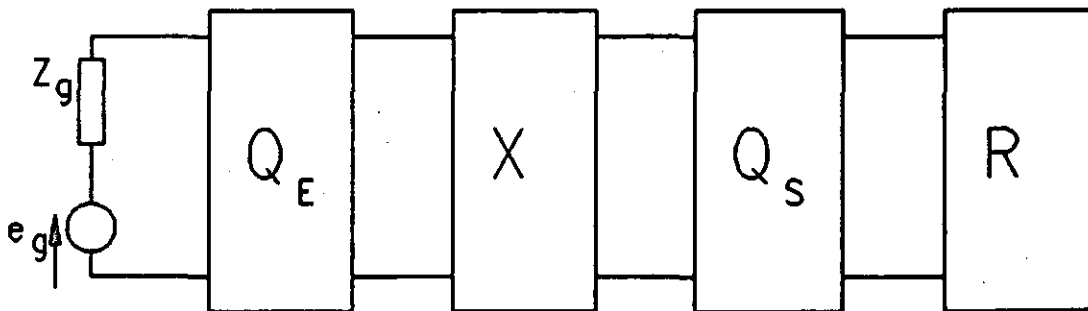


Figura 8 banco de medición del factor de ruido.

La fuente de ruido, cuyo esquema está representado por una fuerza electromotriz  $g$  y una impedancia  $Z_g$  es conocida por:

El quadripolo  $Q_E$  está constituido de todo aquello que se coloca entre la fuente de ruido y el dispositivo a medir.

Podemos ahí encontrar un aislador, un adaptador de impedancia, una te de polarización, los accesos de la base de prueba o de la estación de medición sobre punta, cables. Este quadripolo es conocido por sus parámetros eléctricos (lo más frecuente por su matriz de repartición  $S$ ) y, se trata de un quadripolo activo, por sus parámetros de ruido.

El quadripolo  $X$  constituye el elemento a medir. Debemos conocer sus parámetros eléctricos (por ejemplo matriz  $S$ ).

El quadripolo  $Q_S$  está constituido de todo aquello que se coloca entre el dispositivo a medir y el aparato de medición. Podemos ahí encontrar los mismos elementos que para el quadripolo  $Q_E$ .

En fin  $E$  es el receptor. se coloca frecuentemente un mezclador seguido de un amplificador de banda estrecha  $B/2$ . Esto permite "explorar" lo que se presenta a la entrada de  $R$  en una ventana de ancho  $B$  situada alrededor de una frecuencia central fijada por el oscilador local. La parte final del receptor permite efectuar una medición de nivel, función como de la potencia presentada a la entrada de  $R$  en la banda de ancho  $B$ . El receptor es conocido por sus parámetros de ruido (lo más frecuentemente).

Nosotros no utilizaremos en lo siguiente más que quadripolos  $Q_E$  y  $Q_S$  constituidos de elementos pasivos. Esto excluye los electrodos de los adaptadores activos (de tipo  $A_{tn}$ ).

### 2.3 Determinación del factor de ruido.

La fuente de ruido ( $\Gamma_g, T_1, T_2$ ) constituye con el quadripolo  $Q_E$  un generador equivalente de ruido cuya características son  $\Gamma'_g, T'_1, T'_2$ .

El receptor y el quadripolo  $Q_S$  forman la cadena de medición, conocido por su factor de ruido  $F_m$ , función de la impedancia que se le presenta (Figura 9).

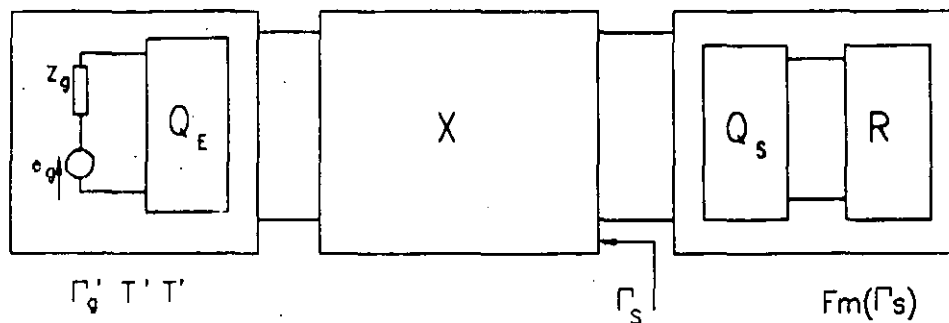


Figura 9: Cadena de medición y generador de ruido equivalente.

El factor de ruido  $F$  medido es entonces:

donde  $Y$  es la relación de las potencias medidas por el receptor.

El factor de ruido  $F_x$  del quadripolo a medir se obtiene gracias a la fórmula de Friis:

En esta expresión,  $\Gamma_s$ , desde luego  $F_m(\Gamma_s)$  y  $G_{xav}$  son funciones de  $\Gamma'_g$ .

### 2.3.1. Elementos colocados adelante.

La temperatura equivalente de ruido a la salida de un quadripolo a la entrada del cual colocamos una fuente a la temperatura  $T$  es:

Donde  $G_{cav}$  es la ganancia disponible y  $F_E$  el factor de ruido del quadripolo. En el caso de un quadripolo pasivo:

Donde  $T_E$  es la temperatura del funcionamiento del quadripolo. La relación de exceso de ruido es entonces:

### 2.3.2 Quadripolo a medir.

El quadripolo a medir debe ser conocido antes de la medición por sus parámetros S. Así, podemos deducir el coeficiente de reflexión de salida:

### 2.3.3. Elementos colocados atrás.

El factor de ruido del receptor está calculado a partir de sus 4 parámetros de ruido:

En esta expresión,  $Y_s'$  y  $G_s'$  representa la admitancia y la susceptancia completas asociadas a  $\Gamma's$ .

Donde  $Y_{opt}$  es la admitancia asociada a  $\Gamma_{opt}$ . El factor de ruido de la cadena de medición es entonces:

Donde  $T_s$  es la temperatura de funcionamiento del quadripolo de salida y  $G_{sav}$  su ganancia en potencia disponible:

En el caso donde  $Q_R$  y  $Q^*$  son quadripolos activos, las variables  $R'1$ ,  $R'2$  y  $F_m$  deben ser calculadas ordenando las matrices de correlación.

### 2.4 Casos particulares.

En el método de medición descrito anteriormente, el receptor debe estar caracterizado en ruido. Es necesario entonces ya sea utilizar los datos de constructor, ya sea realizar otras mediciones de ruido para determinarlos. Existen dos casos particulares donde este procedimiento se simplifica.

#### 2.4.1. Caso de un quadripolo cerrado sobre su impedancia iterativa.

Cuando el generador de ruido equivalente a una impedancia igual a la impedancia iterativa de entrada del quadripolo a medir, la impedancia de salida le es igual:

$$\Gamma_s = \Gamma'_s$$

La impedancia que presentamos a la cadena de medición cuando le conectamos directamente el generador de ruido equivalente, es la misma que cuando interponemos el quadripolo a medir. El factor de ruido  $F_m$  es entonces el mismo. Podemos entonces determinarlo de la forma siguiente:

- Conectamos directamente el generador de ruido equivalente y medimos las dos potencias de ruido  $N'_{s1}$  y  $N'_{s2}$ . Deducimos entonces  $F_m$ :
- conectamos enseguida el quadripolo a medir y medimos  $N_{s1}$  y  $N_{s2}$ .

Calculamos finalmente el factor de ruido del quadripolo por:

Es necesario conocer la ganancia en potencia disponible del quadripolo a medir.

Si, además de las condiciones anteriores, las dos impedancias iterativas del quadripolo son complejas conjugadas, la ganancia en potencia disponible es igual a la ganancia de inserción.

Podemos encontrarlo utilizando la relación (válida no importa cual sea el quadripolo):

Los aparatos del comercio poseen frecuentemente un paquete de software interno aplicado a este caso.

De forma general, este método no es desde luego aplicable y los resultados proporcionados por los aparatos después "calibramiento" no tienen ningún sentido.

#### 2.4.2 Caso de un quadripolo de salida unilateral.

Cuando el quadripolo  $Q_x$  es unilateral, el factor de ruido  $F_x$  es constante, sin importar el quadripolo  $X$  a medir. Si  $F'_m$  es el factor de ruido de la cadena de medición cuando conectamos directamente el generador equivalente de ruido y si  $F_m$  es aquel en presencia del quadripolo a medir:

Esta expresión es más simple cuando  $|S_{11s}|$  es pequeño y cuando  $F_m$  y  $F'_m$  son grandes.

Como en el caso anterior, una fase de calibración permitiendo medir  $F'_m$  evita la necesidad de determinar los 4 parámetros de ruido del receptor. Tenemos únicamente necesidad de conocer  $S_{11}$ , cuando no se le desprecia.

#### 2.5 Determinación de los parámetros de ruido.

El factor de ruido  $F_x$  del quadripolo a medir es función de  $\Gamma'_g$ :

El factor de ruido es conocido por 4 parámetros de ruido:

$F_{min}$ ,  $R_n$ ,  $Y_{opt}$ , (en partes reales e imaginarias).

Para determinarlos, es necesario dar a  $\Gamma'_g$  varios valores. Teóricamente, serían insuficientes 4. En realidad, tomando en cuenta la incertidumbre sobre la medida de  $F_x$ , son necesarias muchas.

Para hacer variar  $\Gamma'_g$  para un  $\Gamma_g$  dado, incluimos, en el quadripolo  $Q_p$ , un adaptador de impedancia.

Los adaptadores pasivos pueden regruparse en tres categorías:



- Adaptadores a simple stub. (Figura 10a).
- Adaptación a doble stub (Figura 10b).
- Adaptador a doble slug (Figura 10c).

Los adaptadores a stub contienen parte metálicas cuya posición con respecto al conductor central es especial. Los adaptadores a slug tienen baños de dieléctrico que se deslizan a lo largo del coaxial. En todos los casos, los movimientos mecánicos están controlados por motores paso a paso, controlados por computadora.

Los adaptadores activos utilizan redes de varicaps controlados por tensiones. Estas redes pueden estar integradas sobre las puntas de una estación a medir tipo "sous-pointes".

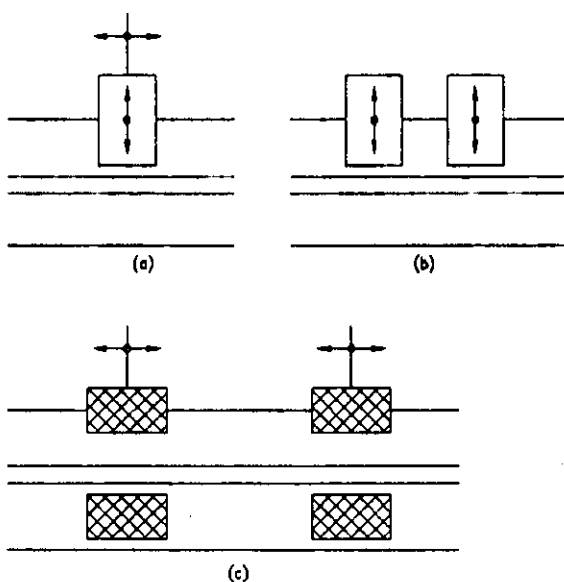


Figura 10 : Diferentes tipos de adaptadores pasivos:  
 a) simple stub ; b) doble stub ; c) doble slug.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA  
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

**CONCEPCION ASISTIDA  
POR COMPUTADORA  
DE CIRCUITOS MICROONDAS.**

*Prof. J-Luc GAUTIER.  
ECOLE NATIONALE SUPERIEUR  
DE L'ELECTRONIQUE ET SES APPLICATIONS.  
CERGY - FRANCIA*

*Mayo-92.*

## CONTENIDO.

### INTRODUCCION.

#### Principios Generales de la Concepción Asistida por Computadora CAC.

1. Arquitectura de un paquete de CAC.
2. Descripción del circuito.
3. Modelado de los componentes.
4. Ecuaciones de los circuitos.
5. Circuitos lineales -análisis en frecuencia.
6. Circuitos no-lineales -equilibrio espectral.
7. Análisis en ruido de los circuitos lineales.
8. Técnicas de optimación.
9. Análisis estadístico.

#### Aplicación al Estudio de varios Circuitos.

1. Estudio de un filtro en tecnología microcinta.
2. Estudio de un amplificador a transistores (lineal y no lineal)
3. Estudio de un mezclador a diodos.
4. Estudio de un oscilador a transistor.

#### Concepción de los Circuitos Integrados Monolíticos.

1. Fundidora MMIC (tecnología, componentes).
2. Modelos de fundidora (eléctricos y mascarillas).
3. Metodología de concepción de un MMIC.
4. Células de diseño parametrables.
5. Aplicación a la concepción de un amplificador.

### INTRODUCCION.

Los circuitos microondas son realizados ya sea en tecnología microelectrónica híbrida, ya sea en tecnología monolítica.

En tecnología híbrida, es posible diseñar y fabricar un circuito utilizando una simulación a partir de modelos muy simplificados, y enseguida ajustar ciertos elementos del circuito terminado.

En tecnología monolítica toda modificación del circuito terminado está excluida, por lo tanto es indispensable disponer de medios de simulación poderosos apoyándose sobre modelos muy completos.

Actualmente la tecnología tiende a desarrollarse más y más, y esta evolución de la tecnología implica un cambio en la metodología de concepción de circuitos. El procedimiento clásico de desarrollo de un circuito descrito en la figura 1 debe modificarse en beneficio de un procedimiento de concepción asistido por computadora descrito en la figura 2.

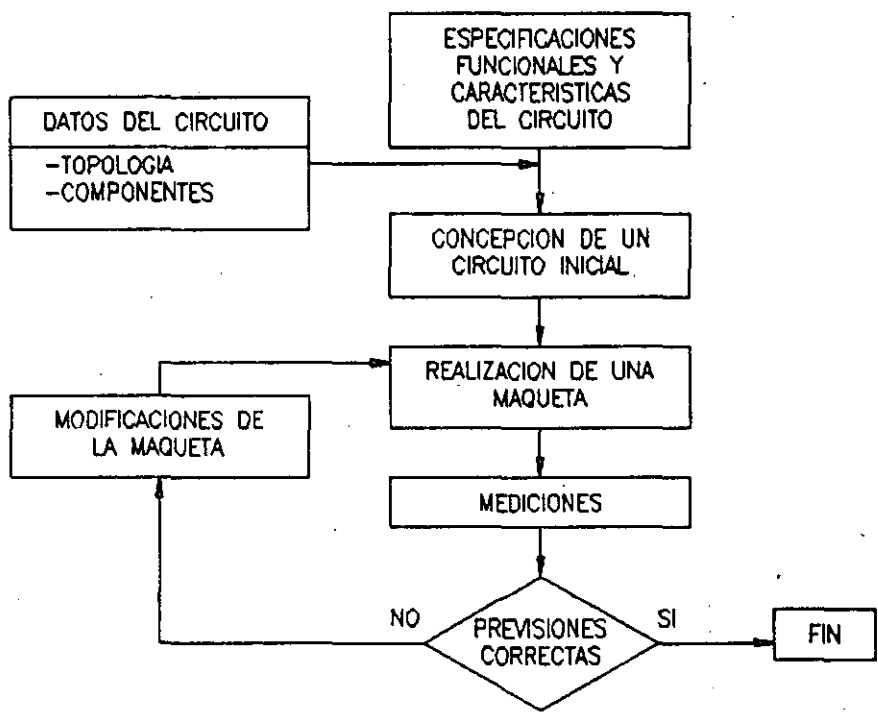


FIG.1 PROCEDIMIENTO CLASICO DE CONCEPCION DE UN SISTEMA.

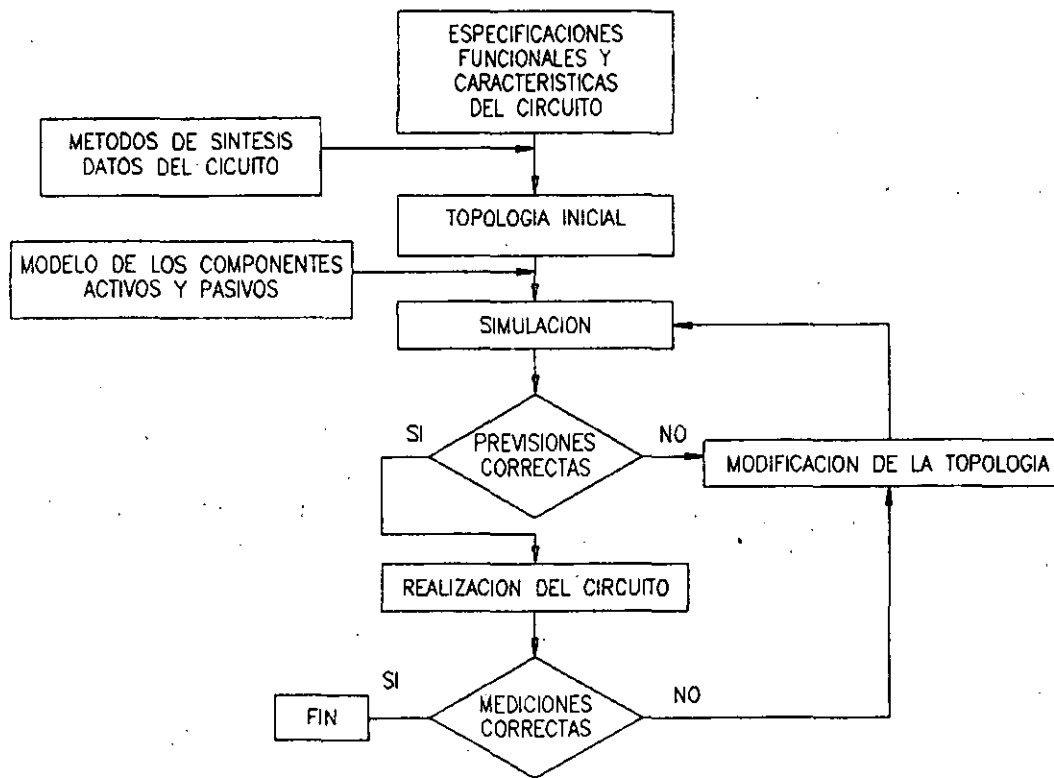


FIG.2 CONCEPCION ASISTIDA POR COMPUTADORA DE UN CIRCUITO.

Esta aproximación hace que aparezcan un cierto número de aspectos que no pueden ser ignorados tales como el modelado correcto de los componentes utilizados la enunciación y la resolución de las ecuaciones de la red eléctrica.

En esta parte vamos a presentar la arquitectura general de un paquete de CAC así como los métodos de análisis de los circuitos funcionando en régimen lineal y no lineal, después examinaremos algunos circuitos simples tales como los filtros, osciladores,... Terminaremos presentando las características esenciales de los circuitos integrados monolíticos sobre arseniuro de galio.

## PRINCIPIOS GENERALES DE LA CAC.

### 1. Arquitectura de un paquete de CAC.

El papel de un paquete de CAC es el de simular el comportamiento de un circuito. El debe proporcionar al usuario los medios para describirlo, para estudiar su comportamiento y para modificar los parámetros para satisfacer al máximo los objetivos fijados. Además debe poder permitir la edición de los resultados y el diseño de las mascarillas permitiendo su realización. Esta sucesión de operaciones esta representada por el diagrama de la figura 3.

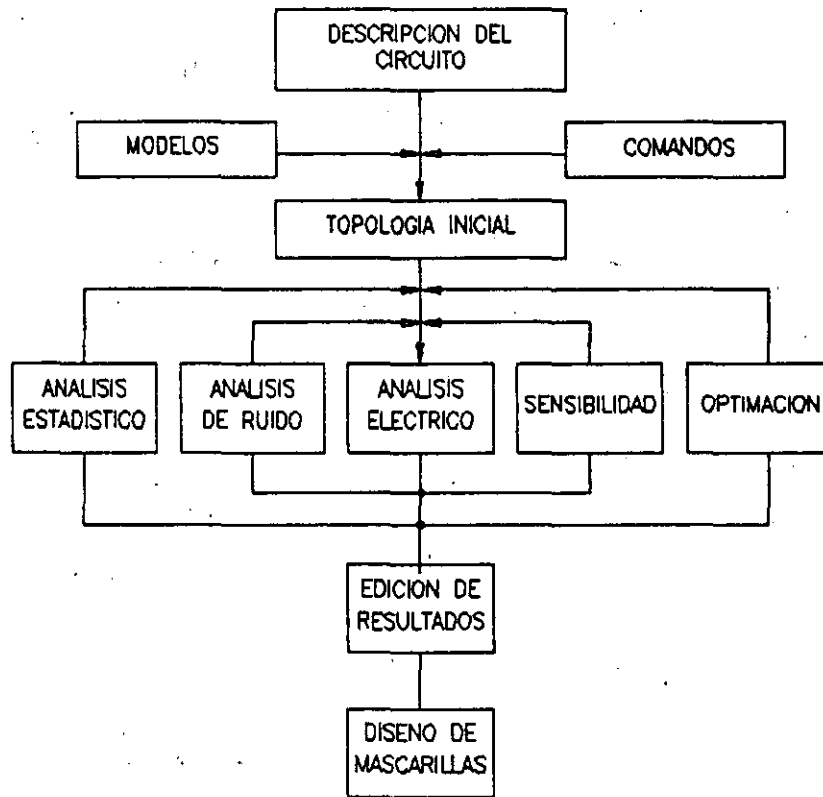


FIG.3 ARQUITECTURA DE UN SIMULADOR.

Las cuatro etapas esenciales son:

- El modelado de los componentes permitiendo pasar del circuito físico a un conjunto de ecuaciones tratadas numéricamente. Se sustituye entonces a cada elemento de un circuito un modelo matemático comprobado por la experiencia.

- El análisis del circuito que se descompone en dos partes. El desarrollo de ecuaciones según un formalismo permitiendo obtener un sistema de ecuaciones que describan el comportamiento del circuito. La resolución de este sistema por técnicas de análisis numérico a fin de determinar las variables eléctricas necesarias al diseñador (funcionamiento, sensibilidad, estadística,...).

- La optimización del funcionamiento permitiendo la búsqueda de parámetros del circuito óptimos en relación a un objetivo considerado.

- El diseño de las mascarillas ligado a la tecnología utilizada lo que impone un estudio de la influencia de los elementos parásitos sobre el funcionamiento global del circuito.

## 2. Descripción del circuito.

Esta primera etapa concierne la definición de la topología y del valor de los elementos. Es a partir de esta descripción que el simulador va a construir la estructura de datos que representará al circuito en la fases subsecuentes del estudio.

Dos tipos de descripción son utilizadas:

- la "Netlist" (lista de la red).
- La adquisición por diagrama.

### 2.1. Netlist.

El circuito se describe en forma de una lista de ramas, una rama estando compuesta de nodos de conexión y de un elemento definido por un tipo y de valores de parámetros. Esta descripción esta regida por reglas y utiliza palabras claves. El simulador efectúa un análisis del léxico (reconocimiento de los términos) y un análisis de sintaxis (verificación de las reglas) para validar la descripción del circuito.

La figura 4 muestra un ejemplo de un circuito con la descripción correspondiente en forma de NETLIST.

Este tipo de descripción es la más antigua, en el caso de un circuito complejo la lectura y la localización de errores puede ser laboriosa.

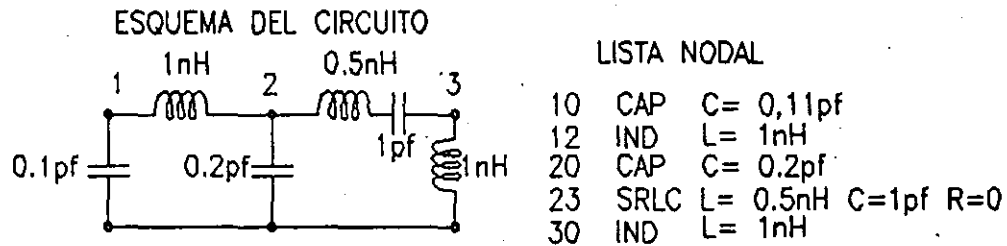


FIG.4 DESCRIPCION EN FORMA DE LISTA NODAL.

## 2.2. Adquisición por diagrama.

Las nuevas generaciones de simuladores han integrado una interface gráfica permitiendo diseñar en pantalla, con ayuda de menús, el circuito a analizar.

La lectura es más fácil, los riesgos de error por descripción son menores y la descripción es más rápida.

Esta interface gráfica genera un netlis, equivalente a la descrita anteriormente, utilizada por el simulador.

La figura 5 muestra la adquisición por diagrama correspondiente al circuito de la figura 4.



Una vez efectuada esta etapa de adquisición de información, el simulador debe generar las estructuras en forma de matriz que permitan el análisis del circuito. Estas estructuras son función de la topología y de los valores de los elementos. Es necesario entonces asociar a cada tipo de elemento un valor, por medio de un modelo, que dará cuenta en forma numérica el comportamiento físico del elemento.

### 3. Modelado de los componentes.

El modelado debe permitir una definición de los elementos pasivos o activos, lineales o no lineales, compatible con la utilización de programas de cálculo.

Las expresiones obtenidas de este modelado deben ser lo suficientemente simples los tiempos de cálculo demasiado grandes. Esto excluye la resolución de un modelo físico utilizando búsquedas de soluciones iterativas partiendo de las ecuaciones de electromagnetismo o de la física de semiconductores.

Los modelos utilizables deben entonces ser obtenidos sea en forma de tablas, sea en forma de ecuaciones analíticas.

#### 3.1. Modelado de los elementos lineales.

Este modelado incluye los elementos eléctricos ideales (resistencias, inductancias, tramos de línea) y los elementos relacionados con la tecnología (línea microcinta, transistor, ...).

En el caso de los elementos eléctricos ideales, el modelado es simple ya que existen relaciones de corriente-tensión de forma analítica exacta. La figura 6 muestra dos ejemplos de elementos, uno a constantes localizadas y otro a constantes distribuidas.

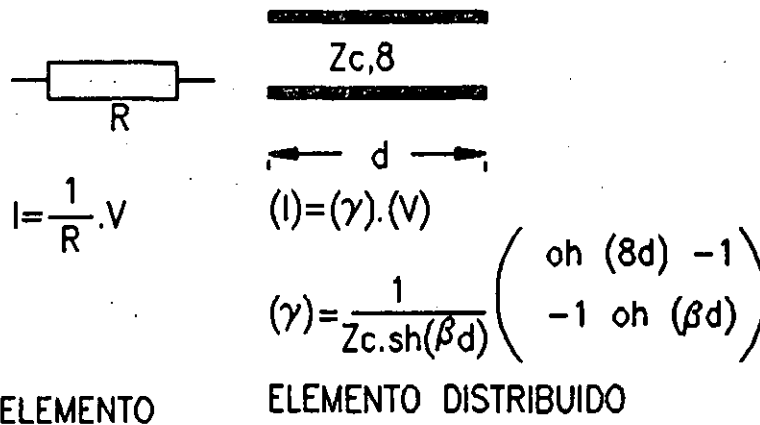


FIG.6 MODELIZACION DE ELEMENTOS IDEALES.

El caso de los elementos físicos relacionados con la tecnología es más delicado porque no existen, en general, relaciones analíticas exactas entre la corriente y la tensión. Dos tipos de modelos pueden entonces ser utilizados:

3.1.1 Modelo tabulado.

El elemento está caracterizado por una matriz [Y],[Z] o [S] definida por los valores numéricos a puntos discretos de frecuencia. Estos valores numéricos se obtienen ya sea a partir de mediciones con el analizador de redes, ya sea por análisis numérico electromagnético de la estructura. Los puntos son eventualmente interpolados si unos valores están ausentes en el análisis.

3.1.2. Modelo analítico aproximado.

El comportamiento del elemento está entonces representado sea por expresiones analíticas aproximadas, sea por un esquema equivalente eléctrico lineal. La figura 7 muestra el ejemplo de la línea microcinta para la que se utilizan expresiones analíticas aproximadas permitiendo determinar la impedancia característica, y la constante de propagación en función de los parámetros físicos y así la deducción de la matriz [Y].

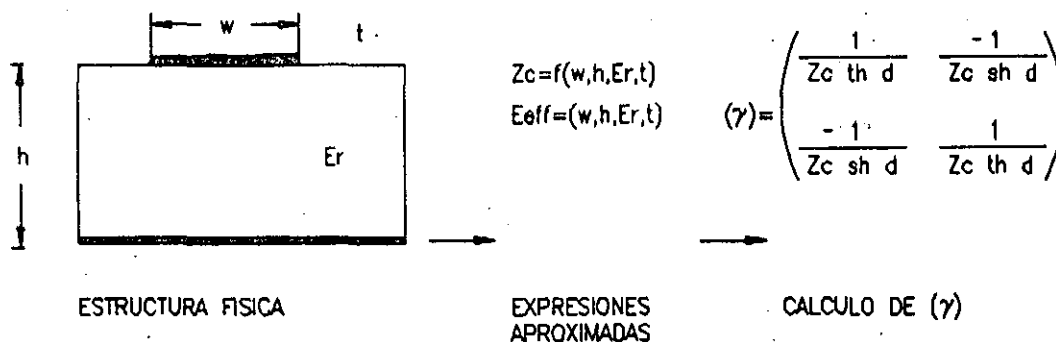


FIG.7 MODELO ANALITICO APROXIMADO DE UNA LINEA MICROCINTA

La figura 8 presenta la utilización de un esquema eléctrico lineal equivalente para una inductancia espiral realizada en tecnología monolítica. En este caso los valores de los elementos del esquema equivalente están relacionados por expresiones analíticas a dimensiones geométricas de la inductancia.

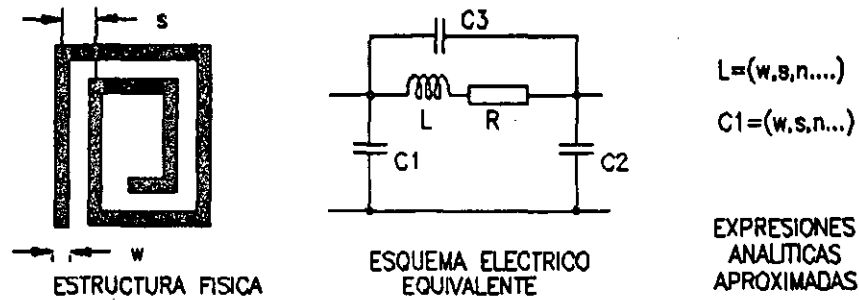


FIG.8 ESQUEMA EQUIVALENTE DE UNA INDUCTANCIA ESPIRAL.

La figura 9 representa de la misma forma la utilización de un esquema eléctrico equivalente lineal, pero para un elemento activo tal como un transistor a efecto de campo. Los diferentes elementos del esquema equivalente están relacionados a los parámetros físicos y eléctricos del transistor por expresiones analíticas aproximadas. Será necesario en este caso insistir sobre la validez del modelo, el componente estando representado por un esquema eléctrico lineal, este modelo no es utilizable que para un análisis del funcionamiento a "pequeña señal".

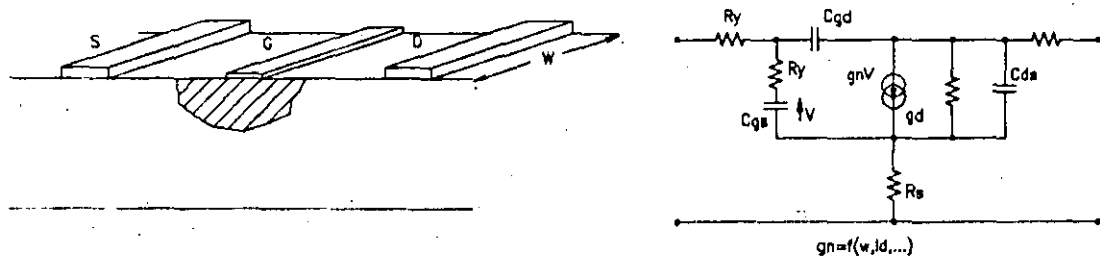


FIG.9 ESQUEMA EQUIVALENTE LINEAL DE UN ELEMENTO ACTIVO.

Nota importante: Los modelos de los elementos físicos relacionados a la tecnología deben estar comprobados o validados por mediciones, estos poseen entonces un dominio de validez.

### 3.2. Modelado de los elementos no lineales.

Este tipo de modelado concierne particularmente los elementos activos, tales como los componentes semiconductores, cuyo comportamiento es esencialmente no lineal. Es necesario entonces, tenerlo en cuenta en los modelos.

El modelado exacto de estos componentes debe hacerse a partir de la resolución de las ecuaciones de la física de los semiconductores, este tipo de modelado conduce a volúmenes de cálculo tan grandes que no es posible actualmente considerarlos para determinar el estado eléctrico del circuito.

La aproximación utilizada en los paquetes de CAC consiste en modelar los componentes semiconductores por asociaciones de dipolos no lineales cuyas características están representadas por expresiones analíticas aproximadas.

La figura 10 representa algunos ejemplos de dipolos no lineales.

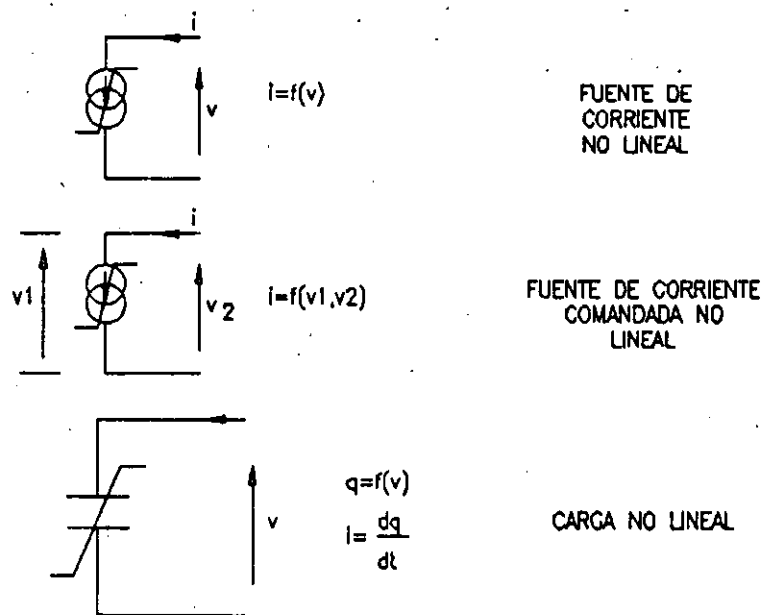


FIG.10 EJEMPLOS DE DIPOLOS NO LINEALES.

Las expresiones analíticas aproximadas que caracterizan los diferentes dipolos no lineales se obtienen generalmente a partir de mediciones asociadas a procedimientos de optimación, esto requiere una definición precisa de los componentes.

La figura 11 muestra el modelo no lineal de un transistor a efecto de campo. La topología asocia dipolos no lineales y dipolos lineales. Los dipolos no lineales representan los fenómenos fundamentales (corriente de conducción, carga almacenada,...) mientras que los dipolos lineales están asociados a los elementos parásitos (resistencias de acceso, capacidad de la envolvente metálica,...).

La determinación de las ecuaciones utiliza principalmente dos tipos de medición :

Mediciones  $I=f(V)$ .

Estas mediciones se efectúan ya sea en condiciones estáticas o ya sea en condiciones de impulso. El segundo método permite eliminar problemas ligados con la temperatura y con los efectos de "trampa". Estas mediciones permiten determinar las resistencias de acceso y las fuentes de corriente no lineales.

Mediciones de parámetros (S).

Estas mediciones se efectúan para varios puntos de polarización a fin de caracterizar la no linealidad de las cargas. Estas mediciones permiten igualmente obtener los elementos lineales del modelo.

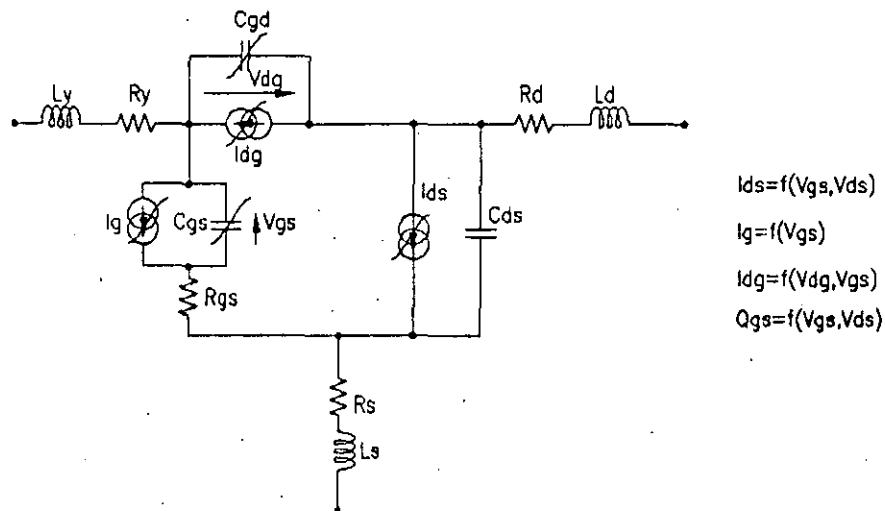


FIG.11 MODELO NO LINEAL DEL TRANSISTOR "MESFET"

Se debe señalar la relación entre el modelo no lineal y el modelo lineal para un componente activo. Los elementos del modelo eléctrico lineal se deducen siempre del modelo eléctrico no lineal al derivar las fuentes de corriente y las cargas de control. La figura 12 da una ilustración para la fuente de corriente de drenador de un transistor.

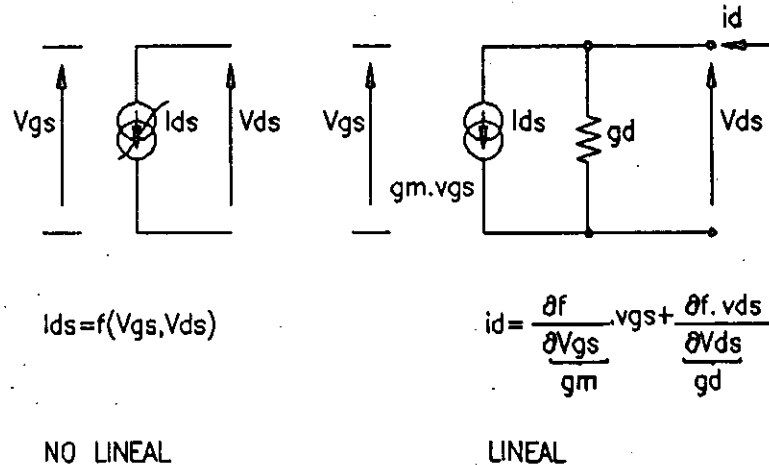


FIG.12 PASO DEL MODO NO LINEAL AL MODO LINEAL.

#### 4. Establecimiento de ecuaciones de los circuitos.

Después de la etapa de modelado y de descripción del circuito, se deben expresar o establecer las ecuaciones de la red así constituida. Este establecimiento debe hacerse de forma compatible con un tratamiento de informática ulterior.

Dos tipos de ecuaciones son a considerar: por una parte las ecuaciones topológicas del circuito y por otra parte las ecuaciones constitutivas de cada rama o de los componentes multipuertos (transistores por ejemplo).

Las ecuaciones topológicas no dependen del tipo de análisis efectuado (dominio de frecuencia o temporal). Ellas constituyen las ecuaciones de Kirchoff relativas a las corrientes y a las tensiones.

El establecimiento de las ecuaciones de descripción de las ramas depende del método de análisis escogido. En el caso de ramas lineales (resistivas o reactivas) una descripción en el dominio de frecuencia está totalmente adaptado mientras que en el caso de ramas no lineales (fuentes de corriente, carga) una descripción temporal se impone. En efecto, todos los elementos no lineales pueden estar descritos por una relación de tipo:

$$y(t) = F_{NL}(x(t))$$

#### 4.1. Ecuaciones topológicas de la red.

El método más utilizado es el método nodal que expresa en forma de matriz las leyes de Kirchoff en corriente y en tensión.

Si consideramos una red conteniendo N+1 nodos y B ramas. Es posible definir vectores

$$(I) = \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_B \end{pmatrix} \text{ VECTOR DE LAS CORRIENTES DE RAMA.}$$

$$(V) = \begin{pmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_B \end{pmatrix} \text{ VECTOR DE LAS TENSIONES DE RAMA.}$$

$$(V_n) = \begin{pmatrix} V_{n1} \\ \vdots \\ V_{nN} \end{pmatrix} \text{ vector de los potenciales de los nodos en relación al nodo considerado como referencia.}$$

La ley de kirchoff de las corrientes a N nodos independientes se escribe:

$$(A) \cdot (I) = 0$$

La matriz (A) de dimensión N\*B es llamada matriz de incidencia. Los términos de esta matriz valen -1, 0 o 1 y están determinados con ayuda de la regla siguiente.

$$A_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si la rama } j \text{ sale al nodo } i \\ -1 & \text{si la rama } j \text{ entra al nodo } i \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}$$

La ley de kirchoff de las tensiones relaciona las tensiones de las ramas y los potenciales de los nodos.

$$(A)^t \cdot (V_n) - (V) = 0$$

$(A)'$  es la matriz transpuesta de la matriz de incidencia. Estas dos ecuaciones constituyen las ecuaciones topológicas de la red. Ellas están asociadas a las ecuaciones descriptivas de las ramas.

#### 4.2. Ecuaciones de descripción de las ramas.

Estas ecuaciones dependen de la naturaleza de las ramas consideradas.

a) Cuando todas las corrientes de rama están comandadas en tensión, es posible escribir

$$(I) = g[(V)]$$

sustituyendo en las ecuaciones de Kirchoff

$$G[(V_n)] = 0$$

Ecuación que permite determinar los potenciales de los nodos.

b) Cuando ciertas corrientes de rama no están comandadas en tensión, se considera un vector corriente  $(I_c)$  correspondiente a las  $N_c$  ramas no comandadas en tensión. Este vector está considerado como una incógnita suplementaria.

Las leyes de Kirchoff permiten escribir:

$$G[(V_n), (I_c)] = 0$$

Las relaciones características de las  $N_c$  ramas no comandadas en tensión pueden escribirse bajo la forma general

$$f[(V_n), (I_c)] = 0$$

$(V_n)$  y  $(I_c)$  están determinadas por el sistema de ecuaciones

$$G[(V_n), (I_c)] = 0 \quad \text{análisis nodal modificado}$$

$$F[(V_n), (I_c)] = 0$$

Los operadores  $G$  y  $F$  son sea lineales o no lineales siguiendo la naturaleza de las ramas.

Los métodos de resolución utilizados difieren según la naturaleza de estos operadores.



## 5. Circuitos lineales. Análisis en frecuencia.

La solución general, para una excitación dada, se obtiene por superposición del análisis efectuado para cada componente del espectro de la excitación. El análisis de un circuito lineal puede entonces efectuarse simplemente en el dominio de frecuencia.

El modelo general de una rama a una frecuencia  $f$  es el de la figura 13.

La ecuación de esta rama es  $I_k = J_k + Y_k (V_k - E_k)$

Introduciendo los vectores excitación independientes en corriente y en tensión ( $J$ ) y ( $E$ ) y una matriz de admitancia de ramas ( $Y$ ), la relación corriente-tensión en el dominio de frecuencia para toda la red se escribe

$$(I) = (J) + (Y) [(V) - (E)]$$

Reportando en las ecuaciones de Kirchoff, llegamos a la ecuación nodal de la red

$$(Y_n) \cdot (V_n) + (J_n) = 0$$

$$(Y_n) = (A) (Y) (A)^t \quad \text{y} \quad (J_n) = (A) [(J) - (Y) \cdot (E)]$$

La determinación de  $(V_n)$  corresponde a la resolución de un sistema lineal de ecuaciones algebraicas. La resolución hace un llamado a técnicas numéricas clásicas tales como la eliminación de GAUSS, la factorización  $Lo$  o técnicas de matrices hondas.

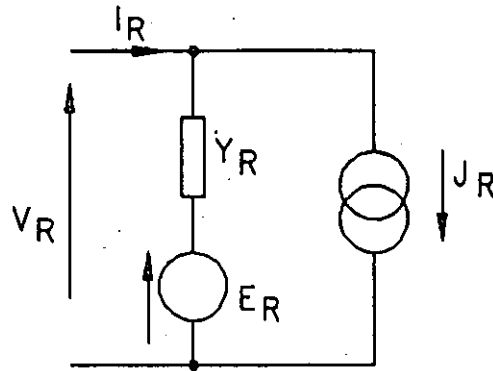


FIG.13 MODELO GENERAL DE UNA RAMA LINEAL EN REGIMEN ARMONICO.

En el dominio de las microondas, la noción de multipuerto es muy utilizada. Este se define por una matriz (S), (Z) y (Y). En este caso, existen nodos particulares conectados a impedancias de referencia. Estos son los accesos del multipuerto.

Sea M el número de accesos, los potenciales a estos M nodos y las corrientes en las M ramas de referencia son determinadas por el método de análisis nodal. Es entonces posible definir vectores de corriente y tensión a los accesos:

$$(I) = \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_M \end{pmatrix} \text{ y } (V) = \begin{pmatrix} V_{n1} \\ \vdots \\ V_{nM} \end{pmatrix}$$

$$(R) = \begin{pmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_M \end{pmatrix} \quad (Z_0) = \begin{pmatrix} Z_{01} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{02} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_{0M} \end{pmatrix}$$

$$\text{con } R_i = \frac{1}{2\sqrt{\text{Re}(Z_{0i})}}$$

Determinamos entonces los vectores ondas incidentes (a) y ondas reflejadas (b) por:

$$(a) = (R) [(V) + (Z_0) (I)]$$

$$(b) = (R) [(V) - (Z_0)^* (I)]$$

$$(b) = (S) (a)$$

permitiendo determinar la matriz (S) por  
 Apliquemos este método a un ejemplo simple cuyo esquema eléctrico se indica en la figura 14.

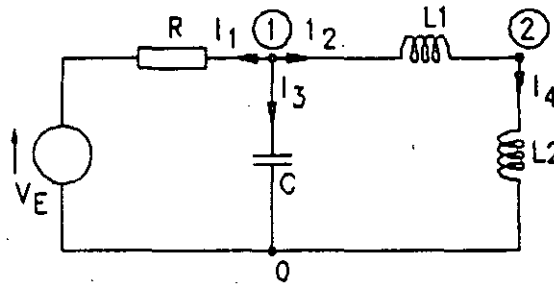


FIG.14 TOPOLOGIA DE LA RED ANALIZADA EN EL EJEMPLO.

Es fácil determinar las diferentes matrices de rama

$$(A) = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (E) = \begin{pmatrix} V_E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (Y) = \begin{pmatrix} 1/R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & jCw & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/jL_1w & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/jL_2w \end{pmatrix}$$

El cálculo de las matrices de nodos se efectúa entonces

$$V_{n1} = \frac{Y_{n22}}{\Delta Y_n} \cdot \frac{V_E}{R} \quad y \quad V_{n2} = \frac{-Y_{n21}}{\Delta Y_n} \cdot \frac{V_E}{R}$$

$$(Y_n) = (A) (Y) (A)^t = \begin{pmatrix} \frac{1}{R} + jCw + \frac{1}{jL_1w} & \frac{-1}{jL_1w} \\ \frac{-1}{jL_1w} & \frac{1}{jL_1w} + \frac{1}{jL_2w} \end{pmatrix}$$

$$(J_n) = -(A) (Y) (E) = \begin{pmatrix} -V_E \\ R \\ 0 \end{pmatrix}$$

La ecuación  $(Y_n)(V_n) = - (J_n)$  permite determinar  $(V_n)$  por inversión de la matriz  $(Y_n)$ .

La figura 15 representa los espectros de la excitación y de la respuesta de un circuito lineal.

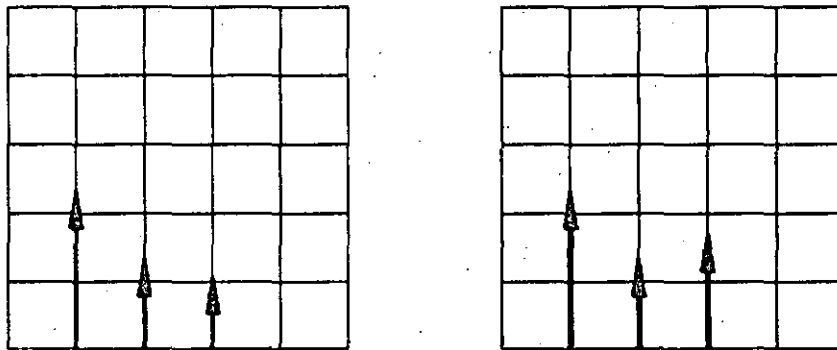


FIG.15 RELACION ENTRE LOS ESPECTROS EXCITACION RESPUESTA EN UN CIRCUITO LINEAL.

#### 6. Circuitos no lineales. Equilibrio espectral.

En el caso de un circuito no lineal, no es posible la definición de ecuaciones de descripción de ramas en el dominio de frecuencia, en efecto las no linealidades inducen deformaciones de las señales traduciéndose en el dominio espectral por la aparición de componentes a frecuencias armónicas de la señal de excitación. En el caso en el cual varias señales de excitación independientes son aplicadas al circuito, las frecuencias en juego comprenden por una parte los múltiplos de las frecuencias de excitación (armónicas) y por otra parte las combinaciones lineales de estas mismas frecuencias (productos de intermodulación).

Las ecuaciones de la red pueden entonces ser resueltas en el dominio temporal. Las ecuaciones de las ramas y la ley de los nodos permiten obtener un sistema de ecuaciones diferenciales no lineales. Estas ecuaciones se pueden resolver por métodos de integración numéricos bien conocidos que no serán descritos aquí.

En el caso de los circuitos microondas, la integración en el dominio del tiempo se enfrenta a varias dificultades. La primera está ligada a la discretización del tiempo desde el origen  $t=0$ , una buena precisión impone un número de puntos suficiente por período de la señal; esto puede conducir a tiempos de análisis importantes en particular cuando el régimen transitorio es muy largo. Este caso es muy frecuente en microondas, donde los circuitos distribuidos están frecuentemente desadaptados y donde los coeficientes de sobretensión son también importantes.

La segunda dificultad proviene de la dificultad de descripción de los circuitos distribuidos y dispersivos tales como las líneas microcinta.

El método de equilibrio espectral es un método híbrido tiempo-frecuencial que toma en cuenta particularidades de los circuitos microondas:

- La mayor parte del circuito es lineal, sólo un número pequeño de ramas corresponde a relaciones no lineales.
- Las excitaciones son frecuentemente periódicas y el interés del diseñador se concentra esencialmente sobre el funcionamiento en régimen establecido.

Este método busca entonces a priori una solución estacionaria, describiendo los elementos no lineales en el dominio temporal y los elementos lineales en el dominio de frecuencia.

La representación temporal y frecuencial están ligadas por la transformada de Fourier y las redes lineales y no lineales están interconectadas. El equilibrio espectral consiste en igualar las soluciones de los análisis de las redes lineales y no lineales para todas las frecuencias en cuestión.

### 6.1. Partición del circuito.

El circuito está dividido en un subcircuito lineal y en un subcircuito no lineal teniendo el mismo número de nodos de interconexión  $N_p$ .

La figura 16 representa la división de un circuito.

Las fuentes independientes de excitación y el subcircuito lineal están representados en el dominio de frecuencia, el subcircuito no lineal está representado en el dominio temporal.

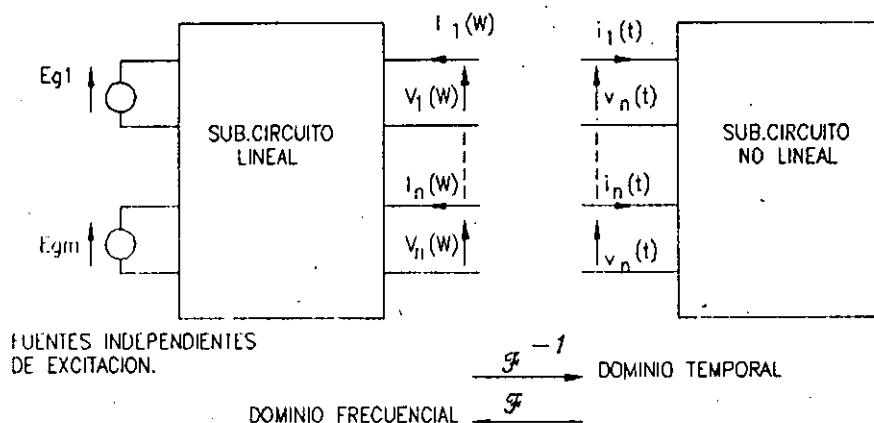


FIG.16 DIVISION DE UN CIRCUITO NO LINEAL PARA EL ANALISIS DE TIPO EQUILIBRIO ESPECTRAL.

## 6.2. Establecimiento de ecuaciones.

El subcircuito lineal y las fuentes independientes se ponen en ecuaciones fácilmente utilizando los métodos descritos anteriormente.

Si el circuito contiene  $M$  fuentes independientes y  $N_D$  interconexiones, la relación entre las corrientes y tensiones en los nodos de interconexión a una frecuencia  $f_0$  es de la forma:

$$(I_w) = (Y_w) \cdot (V_w) + (G_w)$$

$(I_w)$  y  $(V_w)$  son vectores de corriente y tensión en los nodos  $N_D$  de interconexión.

$(Y_w)$  es una matriz característica del subcircuito no lineal y  $(G_w)$  es un vector que describe las fuentes independientes.

Estas matrices y vectores caracterizan el circuito en los  $N_D$  nodos de interconexión a la frecuencia  $f$ . Las dimensiones son entonces  $N_D \times N_D$ , para  $(Y_w)$  y  $N_D$ , para  $(G_w)$ ,  $(V_w)$  y  $(I_w)$ .

El subcircuito no lineal está representado por una relación tipo matriz en el dominio temporal.

$$(i_{(t)}) = f_{NL}[(v_{(t)})]$$

$i(t)$  y  $v(t)$  son los vectores de tensión y corriente en los  $N_D$  nodos de interconexión.

En régimen establecido, las formas de onda son periódicas y pueden descomponerse en series de Fourier.

En este estado la hipótesis fundamental debe estar hecha considerando el número de frecuencias a tomar en cuenta.

Las señales pueden ser aproximadas por un número limitado de frecuencias.

Consideremos el nodo de interconexión  $j$ , y sea  $N_H$  el número de armónicas consideradas

$$v_{j(t)} = k \sum_{-N_H}^{N_H} V_{jk} e^{jk\omega_0 t} \quad \text{con } V_{j,-k} = V_{jk}^*$$

$\omega_0$  es la pulsación correspondiente al período del régimen establecido.

Las tensiones en los nodos de interconexión se representan entonces por un vector  $(V)$  de dimensión  $N_D(2N_H+1)$ , cada componente corresponde a un término de la descomposición en serie de Fourier de las corrientes a los diferentes nodos de interconexión.

$$(V) = (V_{1,N_H}, \dots, V_{1N_H}, V_{2,-N_H}, \dots, V_{2N_H}, \dots, V_{N_D,-N_H}, \dots, V_{N_D N_H})^t$$

La relación no lineal permite deducir un vector corriente no lineal  $(I_{NL})$  conteniendo igualmente los componentes de las descomposiciones en serie de Fourier de las corrientes en los nodos de interconexión del subcircuito no lineal:

$$(I_{NL}) = f_{NL} [(V)]$$

La relación corriente tensión del subcircuito lineal permite determinar un vector corriente lineal  $(I_L)$  de dimensión  $N_D N_H$  conteniendo las componentes de las descomposiciones en serie de Fourier de las corrientes en los nodos de interconexión del subcircuito lineal.

$$(I_L) = (Y) (V) + (G)$$

La matriz  $(Y)$  y el vector  $(G)$  contienen los términos correspondientes a las  $N_H$  armónicas para los  $N_D$  nodos de interconexión. La solución estacionaria se obtiene determinando un vector  $(V)$  tal que los vectores corriente sean idénticos para el subcircuito lineal y el subcircuito no lineal.

$$(I_{NL}) + (I_L) = 0$$

La ecuación del equilibrio espectral puede escribirse entonces de la siguiente forma:

$$F'_{NL}[(V)] + (Y)(V) + (G) = 0$$

Esta ecuación es no lineal y se resuelve por un método iterativo. Es el ciclo del equilibrio espectral.

### 6.3. Resolución de la ecuación. Ciclo de equilibrio.

La resolución para un método iterativo impone la determinación de un valor inicial del vector (V).

Este valor inicial se obtiene las ramas no lineales alrededor del punto de funcionamiento estático y efectuando un análisis en frecuencia del circuito que está entonces considerado como totalmente lineal. Sea  $(V)_0$  este vector.

La parte lineal de la ecuación es entonces calculada en el dominio en frecuencia  $(Y_L)(V)_0 + G$  y la parte no lineal en el dominio temporal después de haber utilizado la transformada de Fourier directa e inversa.

$$(V)_0 \xrightarrow{F^{-1}} (V_{(t)})_0 \xrightarrow{f_{NL}} (i_{(t)})_0 \xrightarrow{F} (I_{NL})_0$$

Una corriente de error es entonces calculada  $(I_{NL})_0 + (Y_L)(V)_0 + (G) = (I_{error})$  y un procedimiento iterativo es utilizado para modificar el vector (V) hasta obtener la anulación de todos los términos del vector corriente de error.

El algoritmo más eficaz es el método de Newton-Raphson utilizando la matriz Jacobina de la corriente de error.

La figura 17 indica un sinóptico del ciclo de equilibrio.

La eficacia numérica es directamente proporcional al número de armónicas. Más el número de armónicas es grande, más la aproximación por series de Fourier está próximo de la señal real pero más el tiempo de cálculo aumenta. Inversamente, si  $N_H$  se escoge demasiado pequeño, el número de armónicas es insuficiente para representar las formas de onda de la señal.



El cálculo de la transformada de Fourier utiliza clásicamente un algoritmo de FFT. Cuando una sola excitación se presenta, el cálculo es simple puesto que los componentes en frecuencia son múltiplos enteros de la pulsación fundamental  $\omega_0$ . En el caso de varias excitaciones, las frecuencias son generalmente no armónicas las unas de otras, la aproximación la más simple consiste a escoger la frecuencia fundamental del régimen permanente como el divisor común más grande de las frecuencias de las excitaciones. En ese caso existe una redundancia de los cálculos muy costosa en tiempo y en memoria. Varias técnicas han sido propuestas utilizando transformaciones de Fourier particulares o técnicas de tratamiento de señal, en el marco de este curso nosotros no explicaremos estas técnicas diferentes.

#### 6.4. Ejemplo de análisis.

Aquí retomaremos el circuito simple de la figura 14 agregándole un elemento no lineal de la forma de un diodo cuya característica es:

$$i_d(t) = I_s [\exp(a v_d(t)) - 1]$$

La topología se indica en la figura 18.

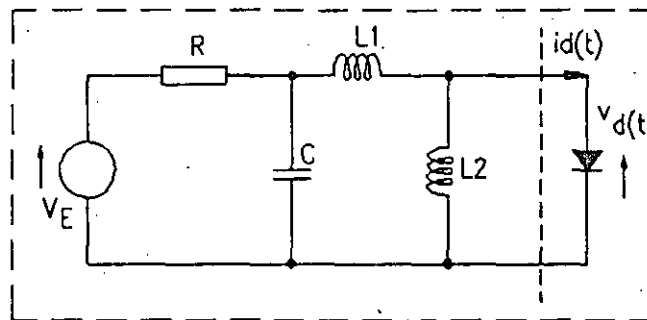


FIG. 18 CIRCUITO NO LINEAL ANALIZADO.

Entonces, es posible separar el circuito en dos subcircuitos, utilizando un sólo nodo de interconexión. La partición del circuito está representada en la figura 19.

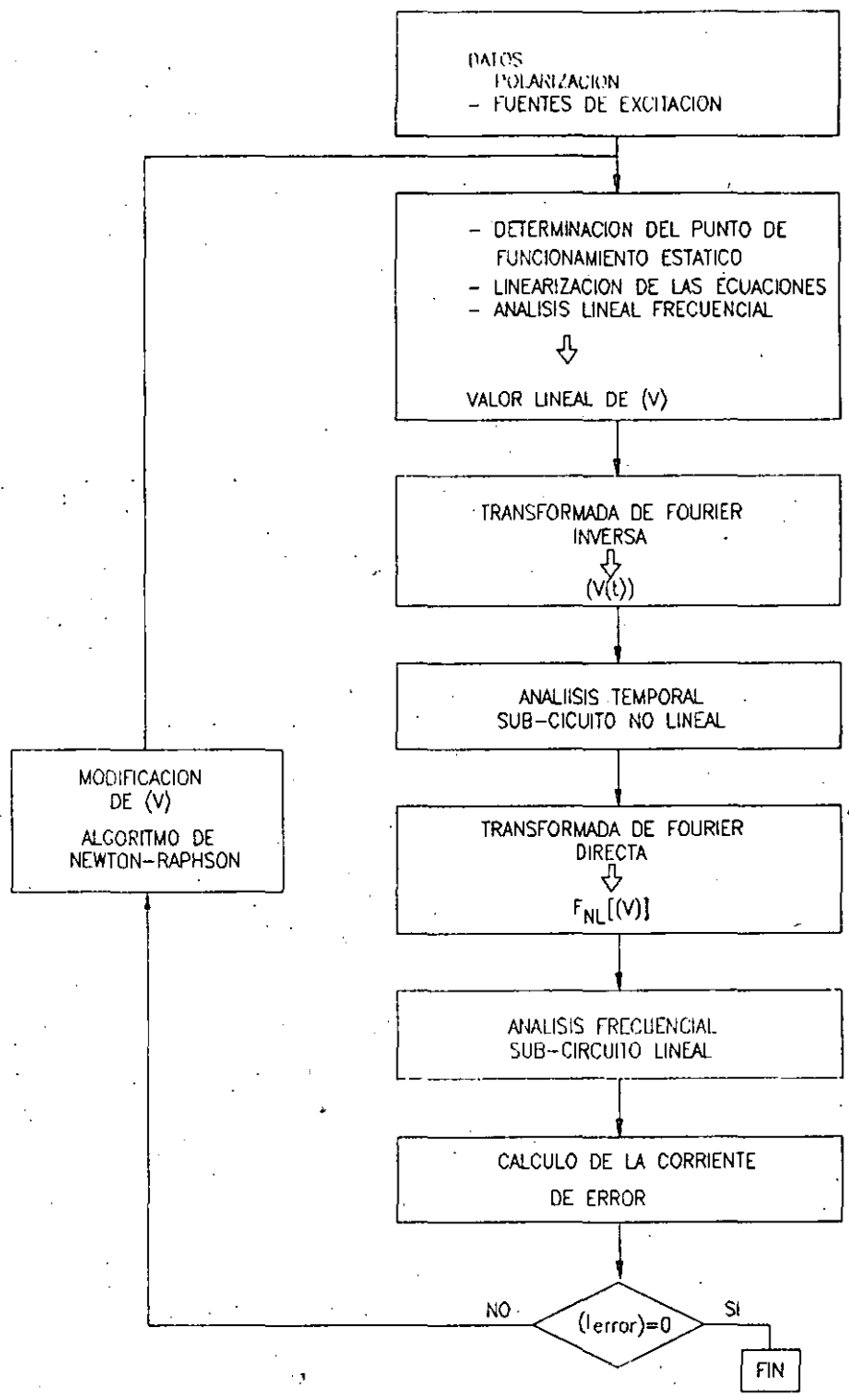


FIG. 17 SINOPTICO DEL CICLO DE EQUILIBRIO

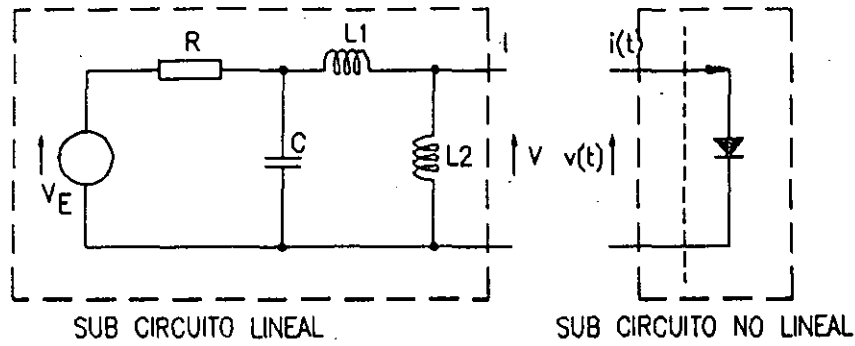


FIG.19 PARTICION DEL CIRCUITO NO LINEAL.

El espectro de  $V_E$  comprende una componente a la frecuencia  $\omega_0$ , el valor de  $(V)$  contiene  $N_H$  componentes correspondientes a las frecuencias  $\omega_0, 2\omega_0, \dots, N_H \omega_0$ .

El ciclo de equilibrio es entonces el siguiente.

$$(V) \xrightarrow[\text{subcircuito lineal}]{\text{análisis frecuencial}} \begin{matrix} (I_L) \\ (I_{NL}) \end{matrix}$$

$TF^{-1}$                                        $TF$

$$v(t) \xrightarrow[\text{subcircuitonolineal}]{\text{análisis temporal}} i(t)$$

La solución se obtiene cuando (error) = 0 para todas las frecuencias en juego.

La figura 20 representa los espectros de las tensiones y corrientes enseguida de la evaluación de corriente de error.

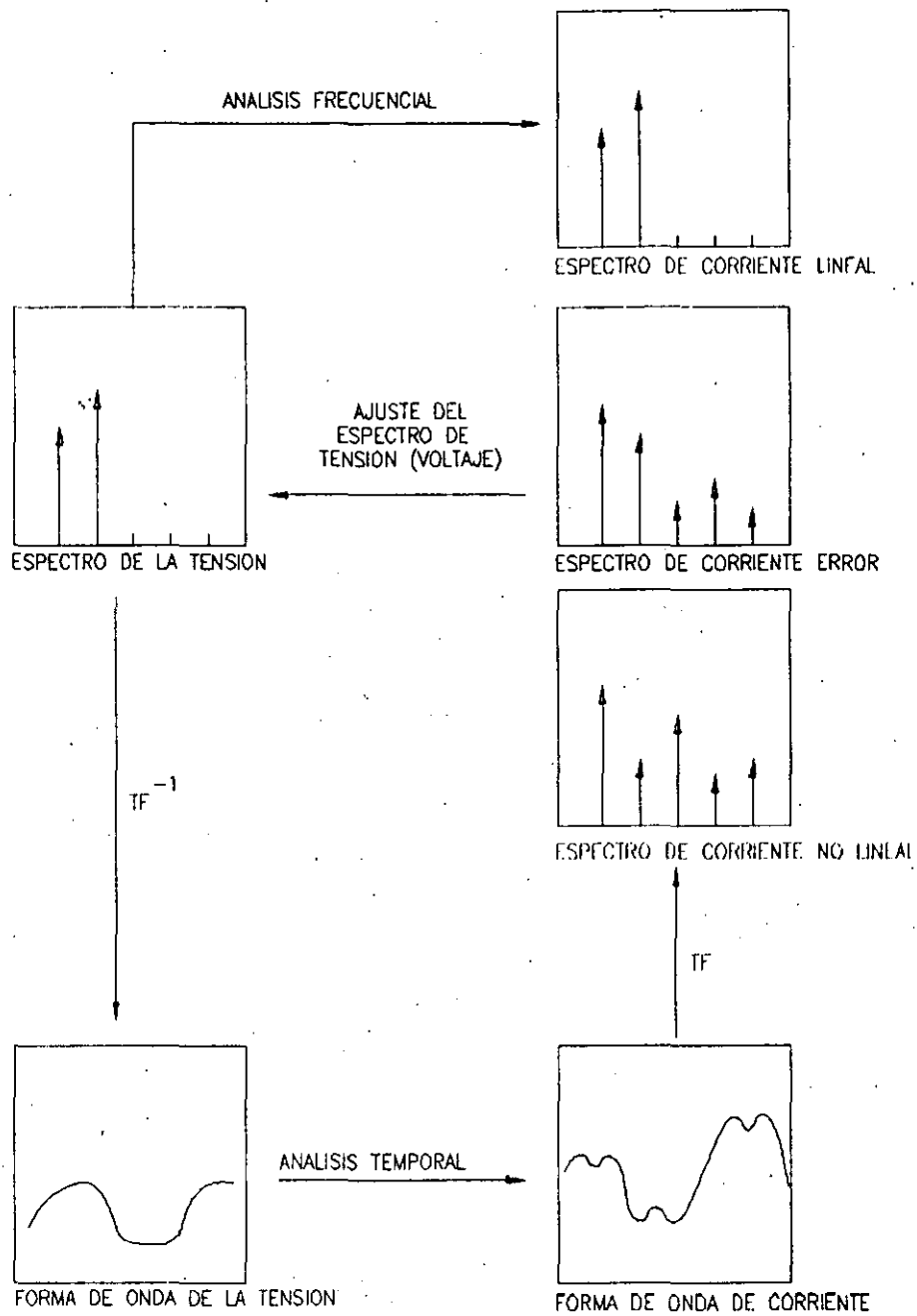


FIG.20 ESPECTROS DURANTE LA EVOLUCION DE LA CORRIENTE ERROR.

La figura 21 da una representación imagen de la evolución de los espectros durante el ciclo del equilibrio.

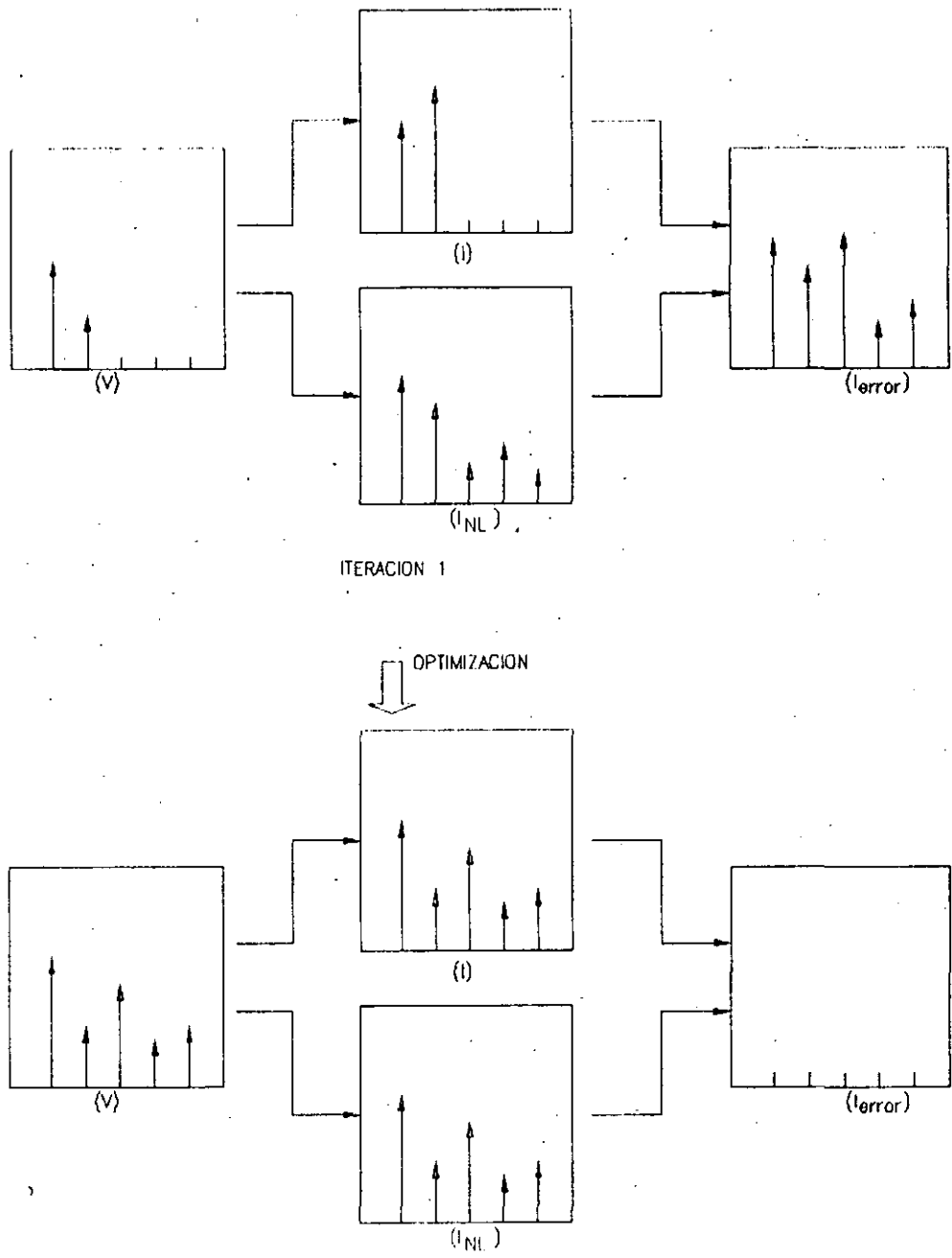


FIG. 24 EVOLUCIÓN DE LOS ESPECTROS DURANTE EL CICLO DE EQUILIBRIO.

### 6.5. Caso de los circuitos autónomos.

El método del equilibrio espectral que viene de ser presentado no es aplicable que en los casos donde existe al menos una fuente independiente aplicada al circuito (circuito no autónomo). En este caso las frecuencias de análisis están completamente determinadas por las combinaciones de las armónicas de las frecuencias impuestas por las fuentes independientes.

En el caso de los circuitos autónomos, tal como los osciladores, las frecuencias no son conocidas a priori y no existe una fuente que permita asegurar el arranque de las oscilaciones.

Este hecho impone dos modificaciones para el utilización del método de equilibrio espectral.

-La frecuencia fundamental  $f_0$  debe ser modificada durante el ciclo de equilibrio espectral. Las frecuencias tomadas en cuenta en el análisis son las  $N_H$  armónicas de  $f_0$ .

-Es necesario para poder analizar el circuito insertar una fuente independiente en serie en el ciclo del oscilador. La potencia y la frecuencia de estas fuentes son modificadas por el algoritmo del ciclo de equilibrio a fin de buscar una solución estacionaria correspondiente a dos estados eléctricos idénticos, para todas las frecuencias analizadas, de una parte y otra de la fuente. Es entonces posible suprimir esta fuente sin perturbar el funcionamiento del oscilador.

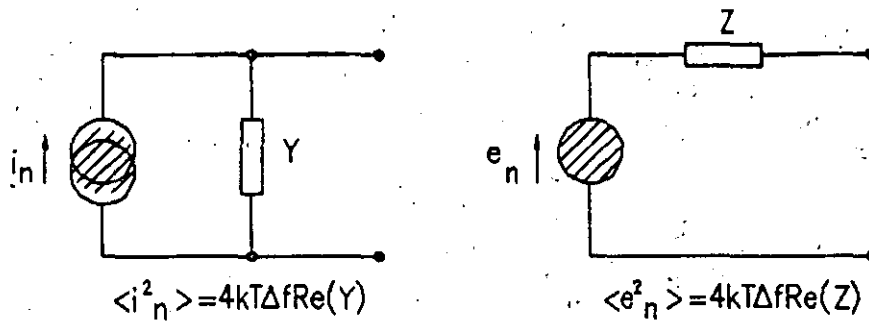
### 7. Análisis en ruido de los circuitos lineales.

Dos tipos de análisis son utilizados para estudiar el ruido en los circuitos lineales. El análisis de ruido en los circuitos no lineales es actualmente un dominio importante de estudio que nosotros no abordaremos puesto que sale del marco de este curso, nosotros señalaremos simplemente la utilización de la matriz de conversión y de la matriz de correlación que permiten simular el funcionamiento en ruido de fase de los osciladores.

#### 7.1. Análisis nodal.

En este caso las ramas de la red son consideradas como ruidosas y pueden estar representadas por uno de los esquemas de la figura 22. En el caso del análisis nodal la representación admitancia es la más utilizada.

Cada rama está representada por un generador de ruido caracterizado por su valor cuadrático medio. Los generadores de ruido de ramas diferentes no son siempre independientes, por lo que es necesario representar su independencia por un coeficiente de correlación normalizado



REPRESENTACION EN ADMITANCIA

REPRESENTACION EN IMPEDANCIA

FIG. 22 REPRESENTACION DE RUIDO EN UN DIPOLO.

$$C = \frac{\langle i_{N1}^* i_{N2} \rangle}{(\langle i_{N1}^2 \rangle \langle i_{N2}^2 \rangle)^{1/2}}$$

Efectuando un análisis nodal lineal, es entonces posible determinar las tensiones y corrientes de ruido en todos los puntos de la red. Se debe notar que estas variables se deben ajustar en valor cuadrático medio cuando no están correlacionadas y que es necesario tener en cuenta el coeficiente de correlación en el caso contrario. En el caso de dos señales la relación es la siguiente

$$\langle i_{N1}^2 \rangle + \langle i_{N2}^2 \rangle + 2 \operatorname{Re}(\langle i_{N1}^* i_{N2} \rangle)$$

$$\text{sea } \langle i_{N1}^2 \rangle + \langle i_{N2}^2 \rangle \langle i_{N2}^2 \rangle^{1/2} \operatorname{Re}(C)$$

## 7.2. Análisis tipo quadripolo.

La representación en ruido de los quadripolos puede tomar tres formas indicadas en la figura 23.

El análisis del circuito se hace entonces utilizando los métodos de asociación de quadripolos.

Este método es aplicable para analizar un circuito fuera de los problemas de ruido. Esto significa una descomposición del circuito asociando quadripolos con las reglas elementales de asociación serie, paralelo y en cascada.

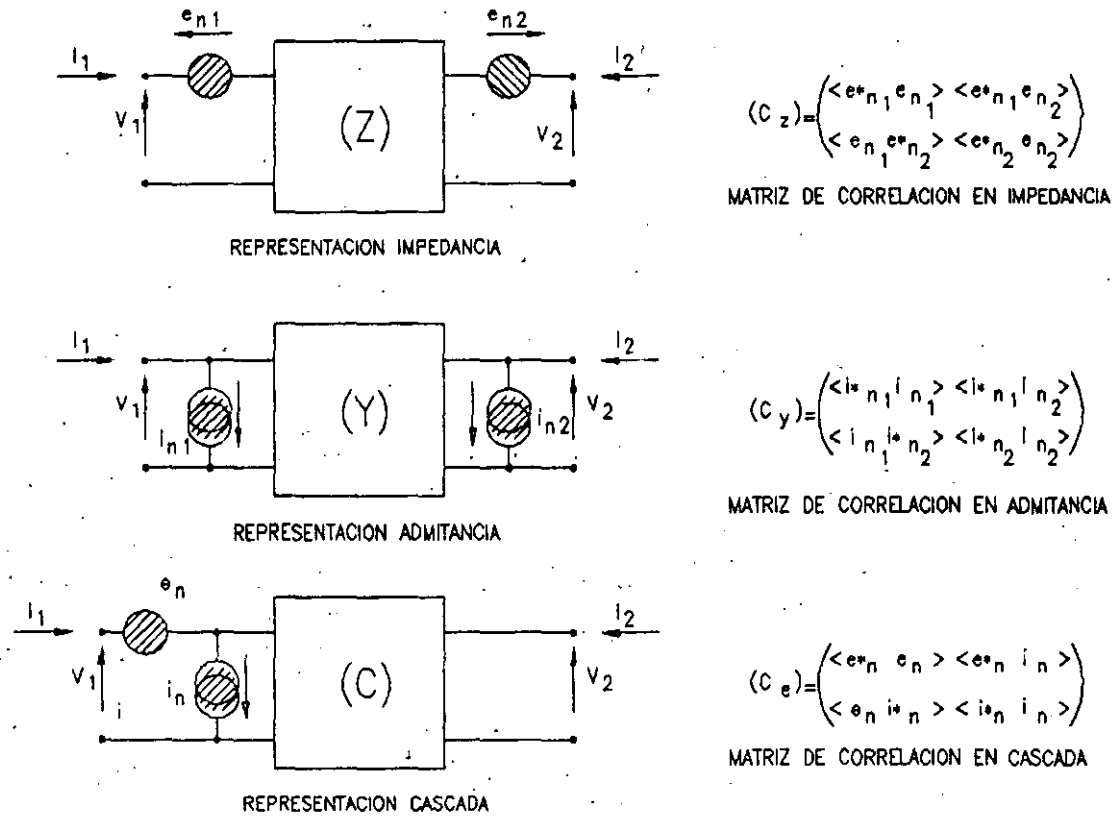


FIG.23 REPRESENTACION DEL RUIDO EN UN QUADRIPOLO.

La figura 24 indica las reglas de asociación de las matrices características de los quadripolos y de las matrices de correlación.

8. Técnicas de optimación.

El interés de un procedimiento de optimación es el de determinar los mejores valores de los diferentes parámetros de un circuito para lograr una respuesta deseada. Esto es obtenido



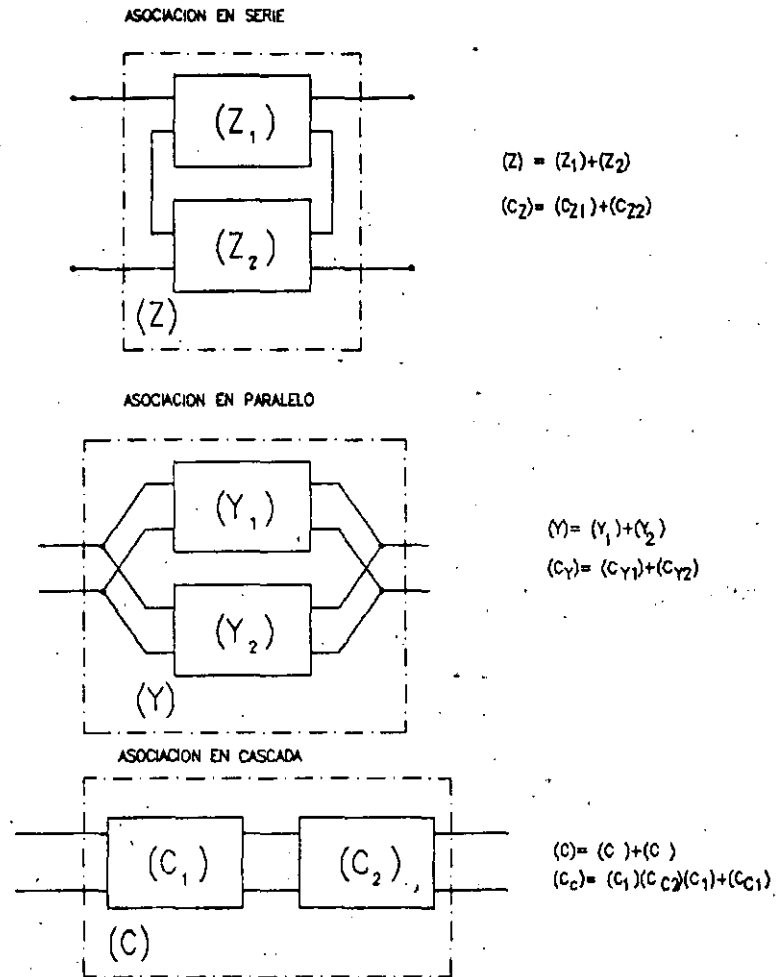


FIG.24 ASOCIACION DE QUADRIPOLOS RUIDOSOS.

minimizando las diferencias entre la respuesta para los valores de inicio de los parámetros y la respuesta deseada para el circuito, se trata entonces de un procedimiento iterativo.

El funcionamiento de un procedimiento optimización depende de 3 elementos esenciales:

- La función de error (o función objetivo).
- El algoritmo de optimación.
- Los valores iniciales de los parámetros.

### 8.1. Función de error.

La función de error es una medida de la diferencia entre el funcionamiento del circuito calculado y las especificaciones. La elección de la función de error es muy importante porque ella va determinar la calidad de los resultados, es indispensable que el

mínimo de la función de error corresponda a los deseos del diseñador.

Consideremos un circuito para el cual deseamos obtener una respuesta óptima en combinación con las especificaciones y función de un parámetro independiente del diseñador.

Sea este  $\psi$  el parámetro independiente del diseñador (frecuencia, temperatura, ...) definido por una serie de valores  $\psi_i$ .

$$\psi \in \{\psi_i\} \quad i=1, \dots, N$$

Sea  $O(\psi_i)$  la respuesta óptima (ganancia, adaptación, potencia, ...). Después de la simulación, la respuesta del circuito simulado depende del parámetro independiente  $\psi$  y de los parámetros a optimizar.

Sea  $X_i$  un parámetro a optimizar (resistencia, longitud de línea, ...). Cuando existen varios parámetros a optimizar, ellos se agrupan en forma de un vector  $X$  cuyas componentes representan cada uno de los parámetros.

$$X = \begin{pmatrix} X_1 \\ \vdots \\ X_p \end{pmatrix}$$

El número de parámetros determina  
la dimensión del espacio  
vectorial a utilizar

La respuesta del circuito es  $F(X, \psi)$ .

La forma más utilizada para la función de error en la función escalar siguiente:

$$E_{(X)} = \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [W_{(\psi_i)} (F_{(\psi_i, X)} - O_{(\psi_i)})]^p \right\}^{1/p}$$

$W(\psi^i)$  es llamada función de ponderación y permite favorecer ciertos valores de  $\psi_i$ .

La Figura 25 muestra algunos ejemplos de función de error a una dimensión, así como las consecuencias sobre la calidad del resultado

La Figura 26 muestra un ejemplo de función de error a dos dimensiones representada por los contornos a función de error constante. Nosotros tenemos en este caso, aquí indicado, restricciones sobre los parámetros relacionados a consideraciones físicas (valores mínimos y máximos).

La disminución de una función de error bajo restricciones es más delicada particularmente si el mínimo de la función de error está fuera de los límites, porque en ese caso el mínimo será tomado a lo largo de un límite y el parámetro correspondiente será "en butee" sobre su valor límite.

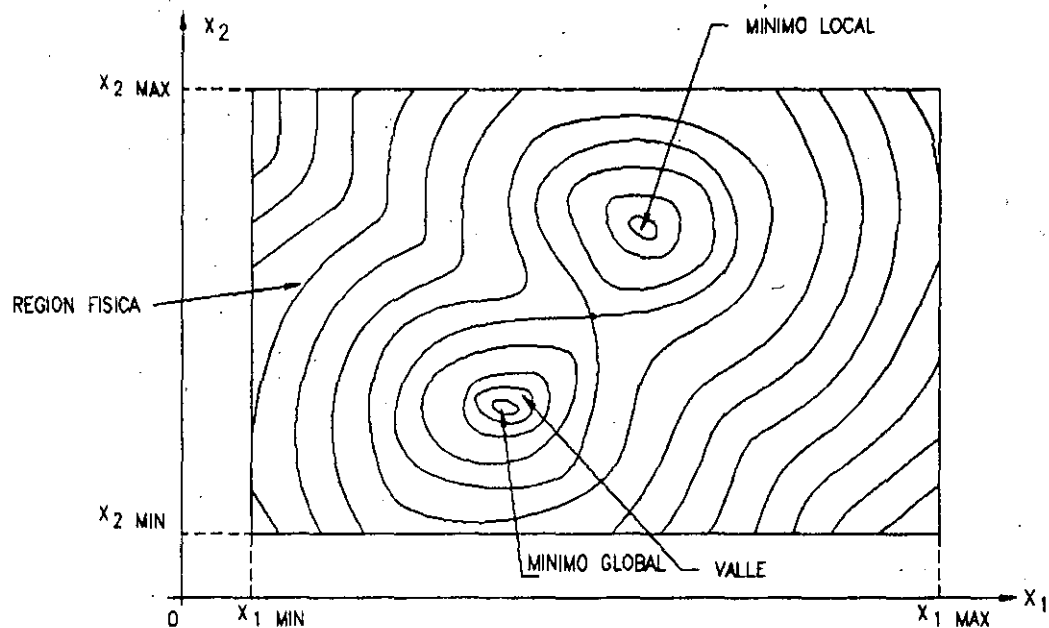
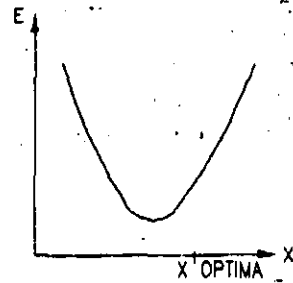


FIG. 26 FUNCIONES DE ENOR EN DOS DIMENSIONES

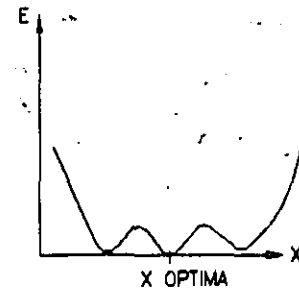
Si  $p$  es impar, la función de error no es representativa porque los errores positivos y negativos se compensan.

Si  $p = 2$ , la función corresponde a la aproximación clásica de mínimos cuadrados (norma euclúda). En este caso la respuesta del circuito es plana con pocas ondulaciones, esto conviene muy bien para efectuar una optimación de esquema equivalente, puesto que el funcionamiento es poco sensible a los puntos erróneos.

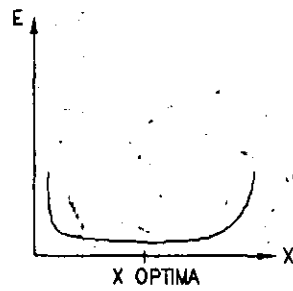
Si  $p$  es par y superior a 2, la optimación se hace



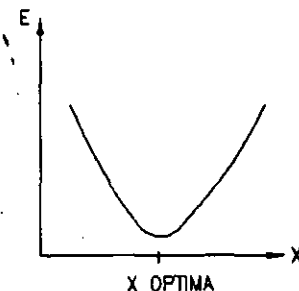
EL MINIMO NO CORRESPONDE  
AL VALOR OPTIMO



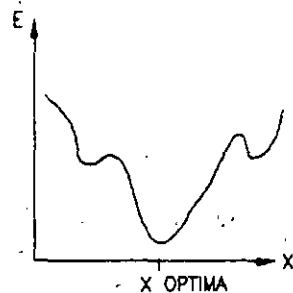
VARIOS MINIMOS PARASITOS



EL MINIMO NO MUY MARCADO



BUENA FUNCION DE ERROR  
FUNCION CONVEXA



BUENA FUNCION DE ERROR PERO  
CONVERGENCIA A VECES DIFICIL

FIG.25 EJEMPLOS DE FUNCIONES DE ERROR A UNA DIMENSION.

principalmente sobre los puntos donde el error es máximo.

Cuando  $p$  tiende al infinito, la función de error tiende hacia el máximo de la diferencia. Esta función de error, dicha de tipo mínimo-máximo, conduce a respuestas a ondulaciones iguales de tipo Tchebycheff y puede presentar problemas de cálculo ya que las derivadas pueden ser discontinuas.

Esta determinación puede entonces efectuarse por un método de interpolación.

La función  $E(c)$  se aproxima por una parábola y el mínimo  $\rho_i$  se obtiene por

$$\rho_i = \rho_0 + \frac{E_2 - 4E_1 + 3E_0}{E_2 - 2E_1 + E_0} \cdot \frac{h}{4}$$

El inconveniente de este método es un retardo de la convergencia cerca del mínimo porque los valores de  $\rho_i$  son de más en más pequeños.

La ventaja es una disminución asegurada de la función de error a cada iteración.

Cuando el algoritmo se aproxima al mínimo, es entonces interesante completar el método de gradiente por un método de orden superior, tal como el método de Newton o de Newton-Raphson.

b) Método de Newton.

Este algoritmo utiliza la matriz de derivadas segundas de la función de error (el Hessien) (H).

La ecuación iterativa es:

$$X_{i+1} = X_i - \rho_i (H)^{-1} \nabla E_{(X_i)}$$

La convergencia de este algoritmo es muy rápida pero necesita el cálculo de derivada segunda y la inversión de la matriz (H).

Ciertos métodos permiten reemplazar el inverso de la matriz (H) con una aproximación que es modificada a cada iteración.

c) Método de Newton-Raphson.

En el caso de una función objetivo de tipo mínimos cuadrados, es posible escribirla en la forma siguiente:

$$E_{(X)} = k \sum_1^N [E_k(X)]^2$$

La disminución de esta función puede hacerse utilizando la ecuación iterativa siguiente:

$$X_{i+1} = X_i - [(J) \cdot (J)^t]^{-1} (J) E_{(X_i)}$$

Dentro de esta ecuación E representa un vector cuyas componentes son los términos de la suma constituyendo la función de error:

$$E_{(X)} = \begin{pmatrix} E_1(X) \\ \vdots \\ E_N(X) \end{pmatrix} \quad X = \begin{pmatrix} X_1 \\ \vdots \\ X_p \end{pmatrix}$$

y (J) es la matriz jacobina de la función de :

$$(J) = \begin{pmatrix} \frac{\partial E_1}{\partial X_1} & \dots & \frac{\partial E_N}{\partial X_1} \\ \frac{\partial E_1}{\partial X_p} & \dots & \frac{\partial E_N}{\partial X_p} \end{pmatrix}$$

Este método es a veces modificado introduciendo un parámetro, llamado parámetro de Marquardh, ajustado a cada iteración.

$$X_{i+1} = X_i - [(J) \cdot (J)^t + \lambda_i (I)]^{-1} (J) E_{(X_i)}$$

En los paquetes de CAC comerciales, el algoritmo de optimación de tipo gradiente que se propone es frecuentemente una combinación de los métodos presentados.

Los métodos de tipo gradiente aseguran una convergencia sistemática hacia un mínimo que no es obligatoriamente el mínimo global. En efecto, al encontrar un mínimo local, el gradiente de la función de error se convierte en nulo y el algoritmo se para. Existe entonces un riesgo de "trampa" a nivel de estas técnicas si los valores iniciales de los parámetros han sido mal escogidos, una solución consiste en intentar varios juegos de valores iniciales y comparar los mínimos obtenidos, Figura 28.

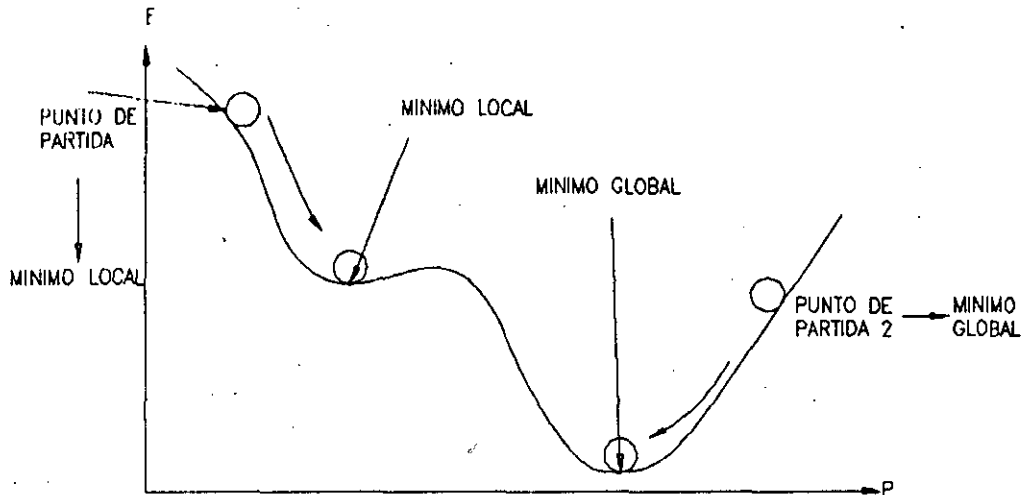


FIG. 28 ALGORITMO DE GRADIENTE Y FUNCION NO CONVEXA.

### 8.2.2 Métodos sistemáticos.

Las función de error es calculada para valores sucesivos de los parámetros. Los valores sucesivos de los parámetros son obtenidos sin cálculo de las derivadas, existen dos métodos principales, los métodos secuenciales y los métodos aleatorios.

#### a) Métodos secuenciales.

Los métodos son optimizados uno por uno, de manera secuencial, según el método unidimensional tal como el método de interpolación descrito anteriormente. Los métodos más óptimos utilizan primeramente una búsqueda de la dirección óptima antes de efectuar una optimación unidimensional en esta dirección.

Partiendo de un vector  $X_j$  a la iteración  $j$  se determina la función de error  $E(X_j)$ . Se define entonces un incremento para cada uno de los ejes  $\Delta X$  :

$$X_j = (X_{1j}, X_{2j}, \dots, X_{nj})^t \text{ y } \Delta X = (\Delta X_1, \dots, \Delta X_n)^t$$

determinamos un valor de  $X_{j+1}$  talque

$$\forall_j \in [1, n] \quad X_{ij+1} = \left\{ \begin{array}{l} X_{ij} + \Delta X_i \text{ si } E(X_j + \Delta X_i) < E(X_j) \\ X_{ij} - \Delta X_i \text{ si } E(X_j - \Delta X_i) < E(X_j) \\ X_{ij} \text{ otro} \end{array} \right\}$$

Buscamos enseguida un mínimo en la dirección óptima

$$D_{j+1} = X_{j+1} - X_j$$

Si  $X_{j+1} = X_j$ , se reinicia la búsqueda de la dirección óptima reduciendo el incremento  $\Delta X$ .

La Figura 29 representa el desplazamiento de  $X$  en un espacio a dos dimensiones.

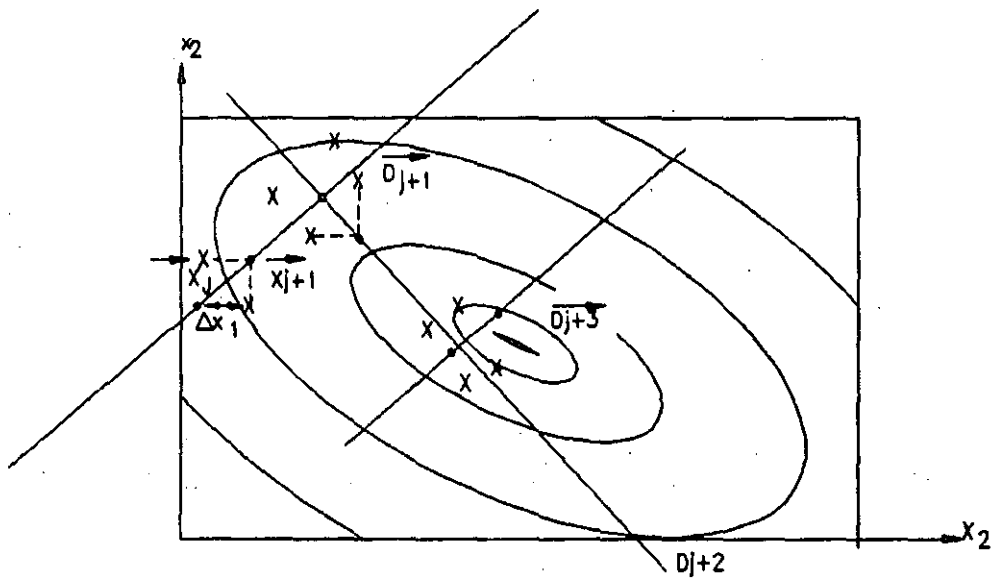


FIG.29 EVOLUCION DE LAS DIRECCIONES OPTIMAS—METODO SECUENCIAL.

b) Métodos aleatorios.

La determinación del vector  $X$  a cada iteración se hace de forma aleatoria.



$$X_{j+1} = X_j + RND_j$$

$RND_j$  es un vector aleatorio en la iteración  $j$

Si  $E_{(X_{j+1})} > E_{(X_j)}$  el intento es abandonado.

Si  $E_{(X_{j+1})} < E_{(X_j)}$  el vector  $X_{j+1}$  se utiliza  
como nuevo valor inicial  
y la búsqueda continua

El vector  $RND_j$  es, ya sea isótropo (extremidades situadas sobre una esfera), ya sea anisótropo (las extremidades están situadas sobre una elipsoide cuyos ejes privilegiados son modificados a cada iteración).

El método aleatorio no permite asegurar la disminución o el decrecimiento de la función de error a cada iteración, sin embargo, cada iteración es mucho más rápida que para los métodos del tipo gradiente. Este método es en particular menos óptimo que los métodos de tipo gradiente cuando nos aproximamos al mínimo.

### 8.2.3 Conclusión.

Los métodos de tipo gradiente y los métodos de tipo aleatorio son complementarios, los métodos gradientes son muy eficaces para alcanzar un mínimo que no es obligatoriamente un mínimo global, mientras que los métodos aleatorios son muy útiles para evitar los mínimos locales, Figura 30.

Es entonces interesante combinar los dos tipos de algoritmo para mejorar el funcionamiento de la optimación, Figura 30.

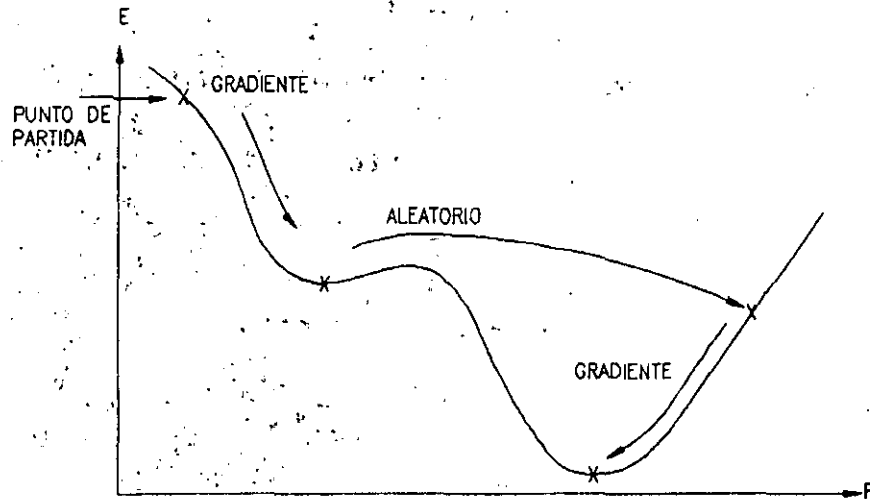


FIG. 30. COMBINACION DE LOS DOS TIPOS DE METODOS.

### 9. Análisis estadístico.

Los métodos de análisis estadístico agrupan dos tipos de análisis; el análisis de sensibilidad y el análisis de tolerancias. Estos métodos permiten al diseñador el efecto de la variación de uno o varios parámetros del circuito sobre uno o varios funcionamientos. Las variaciones de los parámetros pueden deberse a tolerancias de fabricación, a errores de medición y a incertidumbres de la modelización:

- Influencia de un error de modelo sobre el funcionamiento del circuito.

$g_m$  previsto = 30 mS  $\rightarrow$  ganancia = 10 dB.

$g_m$  realizado = 25 mS  $\rightarrow$  ganancia = ?

- Influencia de la dispersión de los componentes del circuito.

$g_m$  media = 30 mS  $\rightarrow$  ganancia media = 10 dB.  
realización sobre un sustrato de AsGa.

$g_m = 30 \text{ mS} \pm 3\% \rightarrow$  ganancia = ?  $\pm$  ? %

### 9.1 Análisis de sensibilidad.

La sensibilidad es una medición de la influencia de una variación de un parámetro  $p$  del circuito (elemento del esquema equivalente, punto de polarización, ...) sobre el funcionamiento de un circuito.

Definimos la sensibilidad de la respuesta de un circuito  $R$  a un parámetro  $p$  por:

$$\sigma = \frac{\partial R}{\partial p} \cdot p$$

El cálculo de la derivada puede hacerse ya sea utilizando el método de diferencias finitas, ya sea un cálculo analítico utilizando programas de cálculo formal.

Es igualmente posible determinar la sensibilidad sin calcular las derivadas utilizando el análisis de la red adjunta al circuito.

Para evaluar la sensibilidad sobre una banda de frecuencia dada, es posible definir una sensibilidad global con una media cuadrática:

$$\sigma_m = \left[ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sigma_i^2 \right]^{1/2}$$

### 9.2 Análisis de tolerancias.

Estos análisis permiten examinar el efecto sobre el circuito de las combinaciones de las variaciones de los diferentes parámetros.

#### 9.2.1 Análisis del peor caso.

Analizamos en este caso los resultados correspondientes a variaciones máximas que es posible obtener.

Cada parámetro está caracterizado por su valor nominal y una tolerancia.

$$( P_i \pm \Delta P_i )$$

La respuesta del circuito se calcula para los valores nominales así que para el gradiente de esta respuesta,  $R_0$  y  $\nabla R_0$ .

Un nuevo análisis es efectuado con el nuevo juego de parámetros:

$$P_i = P_i + \text{signe}\left(\frac{\partial R_o}{\partial P_i}\right) \cdot \Delta P_i$$

Sea  $R_1$  esta respuesta, determinamos en seguida una respuesta  $R_2$  invirtiendo los signos en relación a la respuesta  $R_1$ . Los valores de  $R_1$  y  $R_2$  corresponden al peor caso en relación a  $R_o$ .

### 9.2.2 Análisis de dispersiones.

El análisis del peor caso no es, en general, una descripción fiel de la realidad. En efecto, la realización simultánea de los peores valores para todos los elementos del circuito es estadísticamente muy improbable.

Es entonces preferible determinar una verdadera distribución estadística del funcionamiento del circuito en función de las variaciones aleatorias de los valores de los parámetros.

Dos métodos son utilizados: el método de momentos y el método de Monte-Carlo.

#### a) Método de momentos.

Es un cálculo matemático sobre las varianzas utilizando las derivadas parciales y los coeficientes de correlación entre los diferentes parámetros.

$$f_{(p+d_p)} - f_{(p)} = i \sum_1^n \frac{\partial f}{\partial p_i} dp_i$$

Sea  $\sigma_i^2$  la varianza asociada al parámetro  $p_i$  y  $\rho_{ij}$  el coeficiente de correlación de los parámetros  $p_i$  y  $p_j$ .

La varianza de la respuesta asociada a la función  $f$  será:

$$\sigma_f^2 = \left( \frac{\partial f}{\partial p_1} \sigma_1, \dots, \frac{\partial f}{\partial p_n} \sigma_n \right) \begin{pmatrix} 1 & \rho_{12} & \dots & \rho_{1n} \\ \rho_{21} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \rho_{n1} & \cdot & \cdot & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{\partial f}{\partial p_1} \sigma_1 \\ \cdot \\ \frac{\partial f}{\partial p_n} \sigma_n \end{pmatrix}$$

b) Método de Monte-Carlo.

El programa genera valores aleatorios de los parámetros del circuito según distribuciones estadísticas supuestas (uniforme, gausiana, etc.)

Los circuitos correspondientes a estos juegos de valores son analizados y estudiamos entonces las reparticiones estadísticas de las funciones. Para un cálculo realista, es necesario tener en cuenta correlaciones entre los parámetros. La Figura 31 muestra un ejemplo de resultado comparando los diferentes análisis de tolerancias.

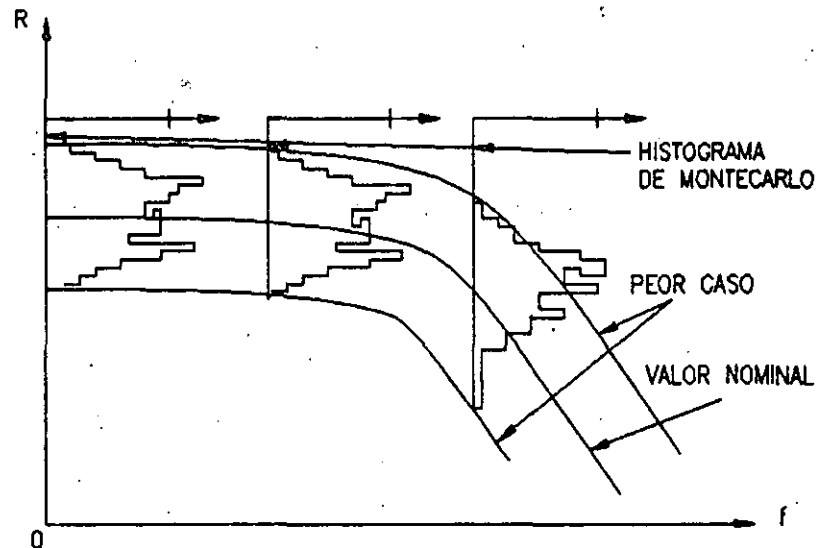
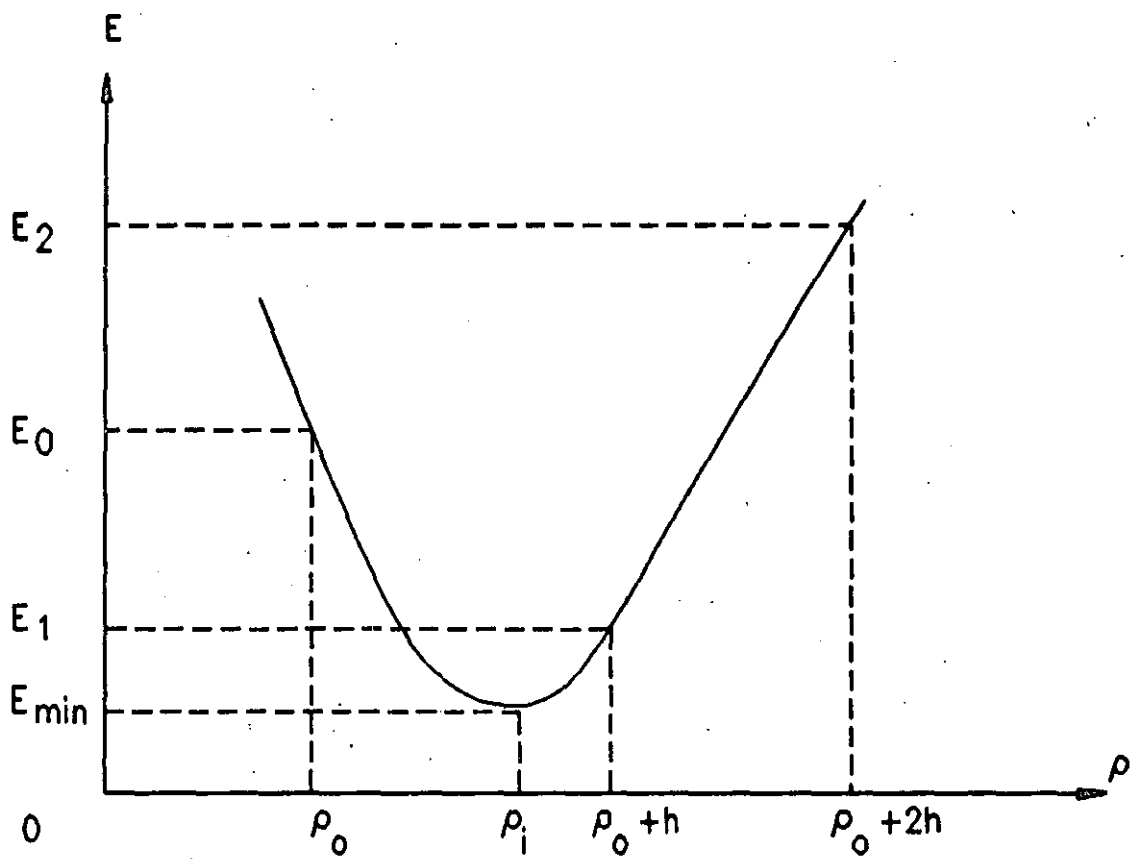


FIG.31 COMPARACION DE LOS CASOS PEOR CASO Y MONTE CARLO.



## APLICACIONES.

### ESTUDIO DE ALGUNOS CIRCUITOS.

#### 1. ESTUDIO DE UN FILTRO EN TECNOLOGIA MICROCINTA.

Nosotros describiremos aquí la utilización de un paquete de CAC para concebir, analizar, optimizar y dibujar la mascarilla de un filtro baso bajo realizado en tecnología microcinta.

##### 1.1 Síntesis en elementos concentrados.

A partir de la respuesta del filtro, utilizamos los métodos bien conocidos de síntesis de filtros LC, a partir de aproximaciones de las funciones de transferencia de tipo BUTTERWORTH, TCHEBYCHEFF, BESSEL, elíptico, ...

Las respuesta del filtro está dada en la Fig. 32.

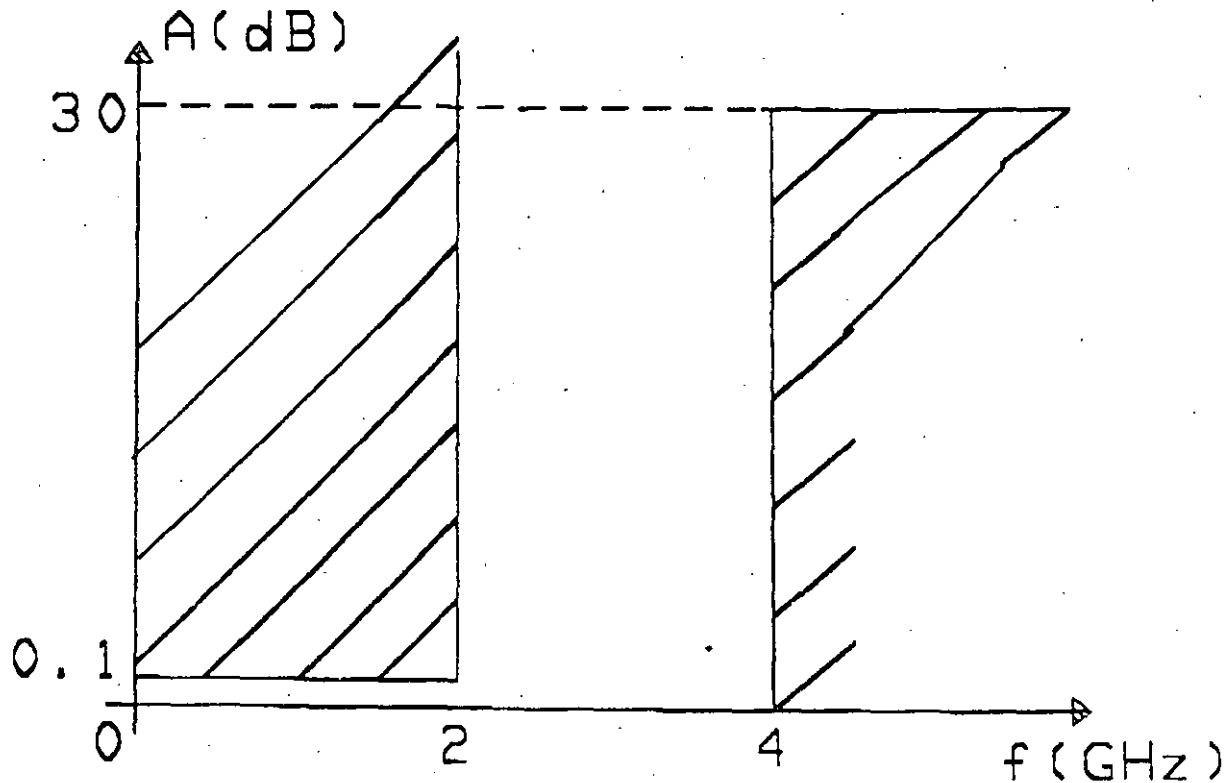
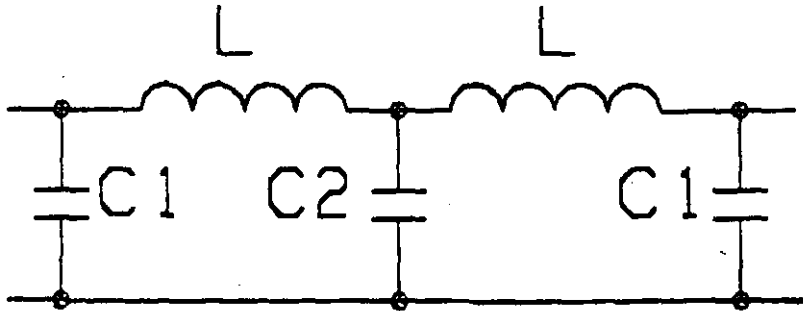


Figura 32: RESPUESTA DEL FILTRO

Si utilizamos una aproximación del tipo TCHEBYCHEFF, es necesario el filtro de orden 5. Los valores de los elementos están indicados sobre la Figura 33.



$$L = 5.45 \text{ nH} \quad C1 = 1.82 \text{ pF}$$

$$C2 = 3.14 \text{ pF}$$

Figura 33: TOPOLOGIA DEL FILTRO LC.

Es conveniente entonces efectuar un análisis lineal que permita la determinación de los parámetros (S) del filtro. La Figura 34 representa la adquisición del esquema definiendo la topología de la red. La definición de los accesos con las impedancias de referencia, del tipo de análisis a efectuar. Los resultados de la simulación están indicados sobre la Fig. 35.



EQUATION L1=5.45 EQUATION C1=1.82 EQUATION C2=3.14

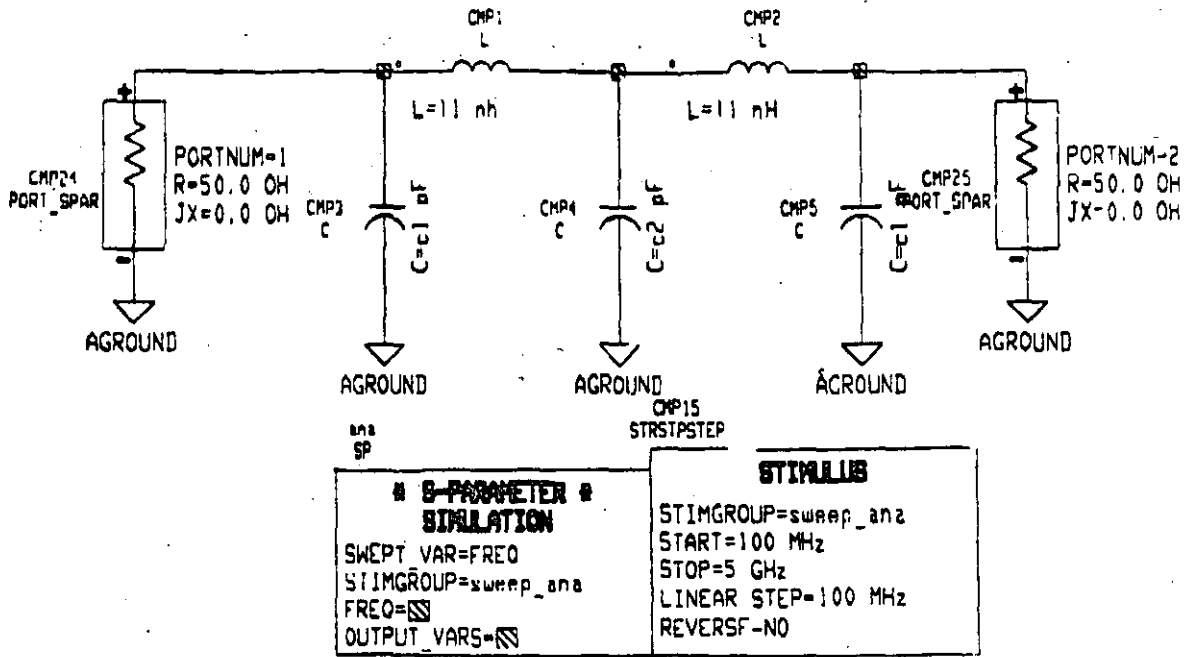


Figura 34: ADQUISICION DE ESQUEMA Y ANALISIS.

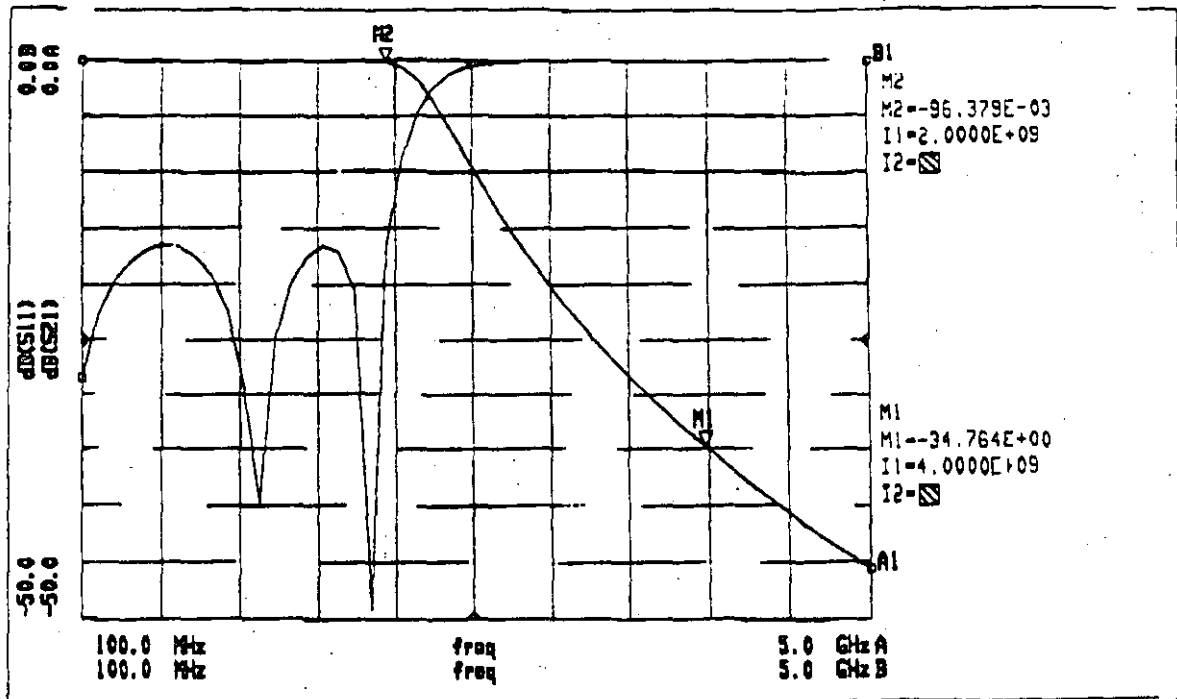
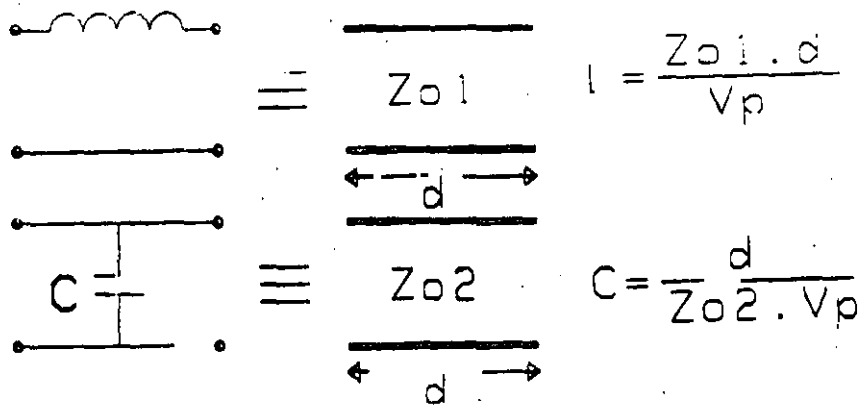


Figura 35: RESULTADOS DE LA SIMULACION DEL FILTRO.

Los resultados muestran que la respuesta del filtro es bien respetada.

### 1.2 Paso a los elementos distribuidos.

La segunda etapa consiste en reemplazar las inductancias y las capacitancias por secciones de línea de impedancia característica  $Z_0$  y de longitud  $d$ . Los resultados de las equivalencias se presentan en la Fig. 36.



$V_p$  vitesse de propagation sur la ligne  
 velocidad de propagación sobre la línea.

Figura 36: EQUIVALENCIAS CONCENTRADOS-DISTRIBUIDOS.

Es necesario notar que estas equivalencias no son válidas más que para las condiciones siguientes:

$$Z_{o1} \gg Z_o, Z_{o2} \ll Z_o \text{ y } d \ll a \lambda.$$

Estas hipótesis no son nunca perfectamente comprobables, el análisis del circuito que utiliza líneas aéreas ( $V_p = 3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$ ) con impedancias características  $Z_{o1} = 90 \text{ ohms}$  y  $Z_{o2} = 15 \text{ ohms}$  muestra en efecto diferencias con respecto a los resultados del filtro a constantes concentradas. Figura 37.

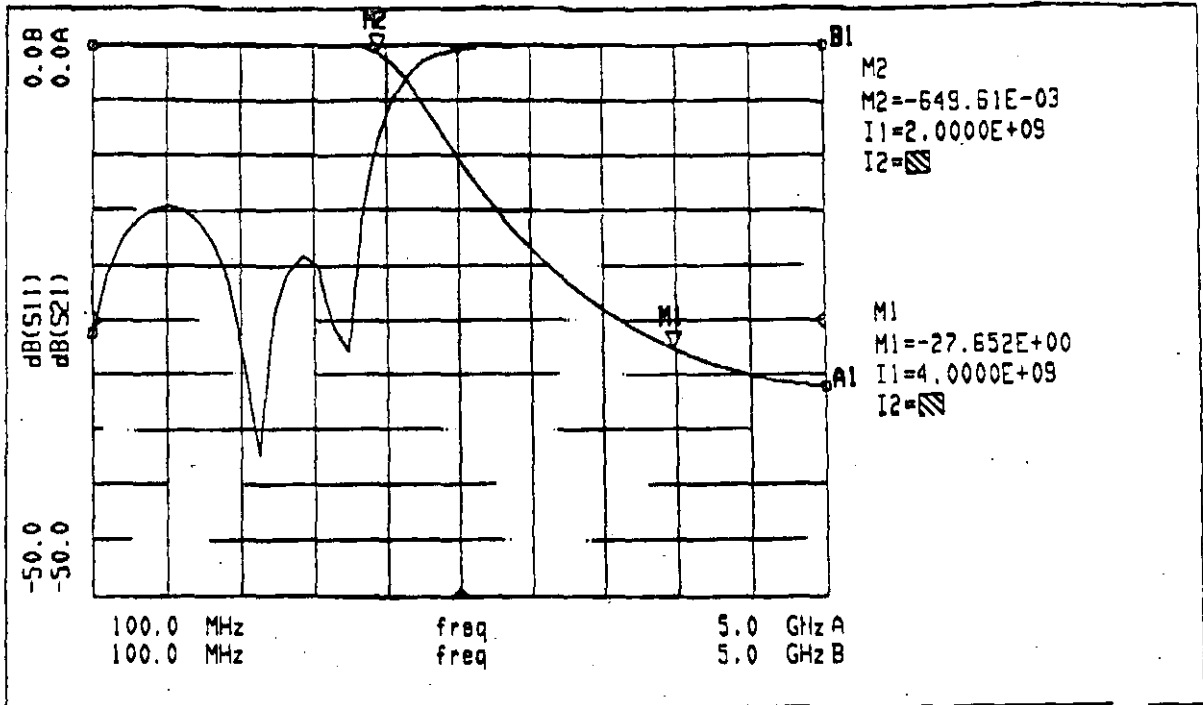


Figura 37: RESULTADOS DE SIMULACION-FILTRO A CONSTANTES DISTRIBUIDAS.

Además si agrandamos la banda de frecuencia de análisis, metemos en evidencia el carácter periódico de la curva de respuesta de este tipo de filtro. Este resultado es inherente al carácter periódico de la propagación sobre las líneas.

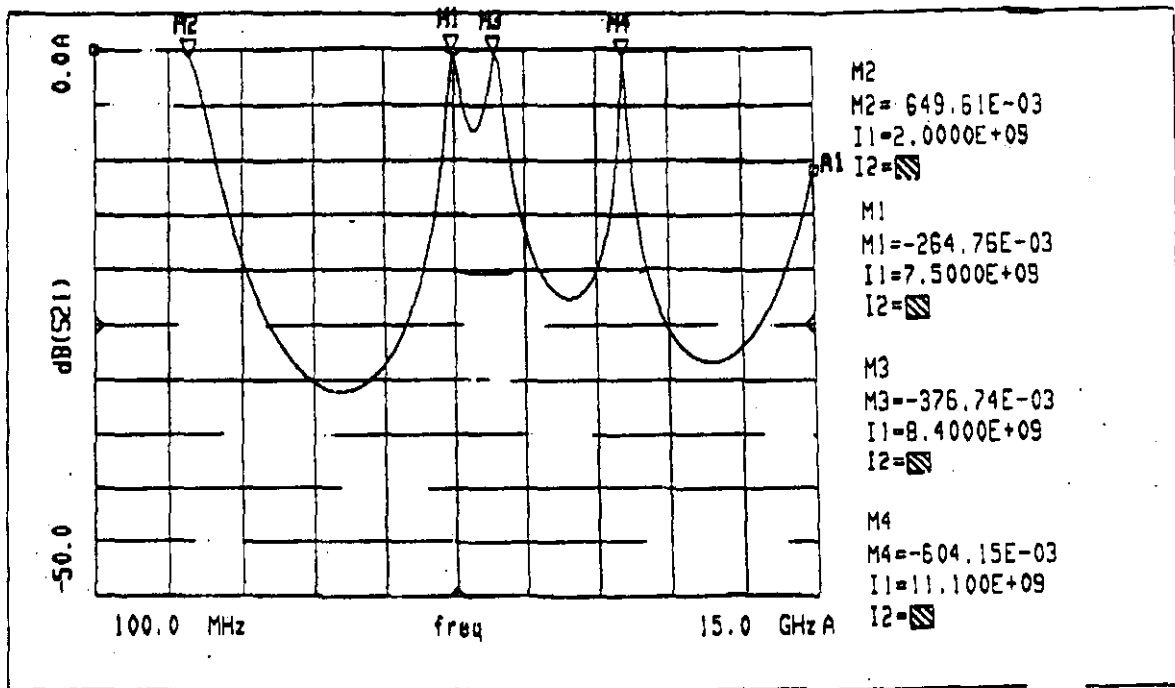


Figura 38: ANALISIS BANDA-RESPUESTA GRANDE PERIODICO.

### 1.3 Influencia de la tecnología.

La última etapa del análisis utiliza los modelos de líneas relacionados con la tecnología microcinta. En este caso la línea está caracterizada por una longitud y un ancho de la cinta. Es necesario además definir las características del sustrato dieléctrico sobre el cual serán grabadas las líneas (espesor, permitibilidad, ...). Los cambios de impedancia característica se obtienen por variaciones del ancho de las cintas, estas discontinuidades de ancho introducen elementos parásitos (al primer orden de un efecto capacitivo).

La simulación utilizando los modelos de la tecnología permite poner en evidencia la influencia de estas discontinuidades. (Figuras 39 y 40).

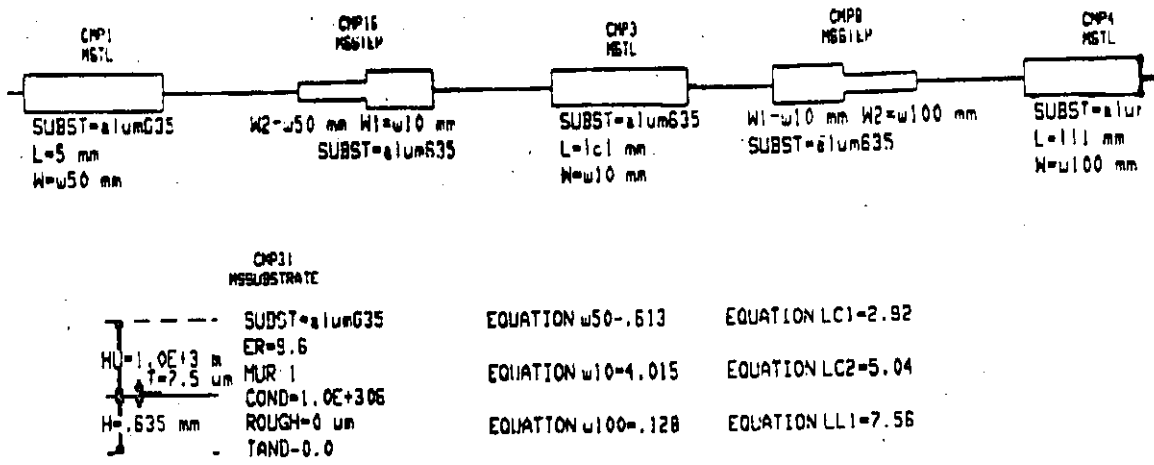


Figura 39: DESCRIPCION PARCIAL TECNOLOGIA-ADQUISICION DE DIAGRAMA.

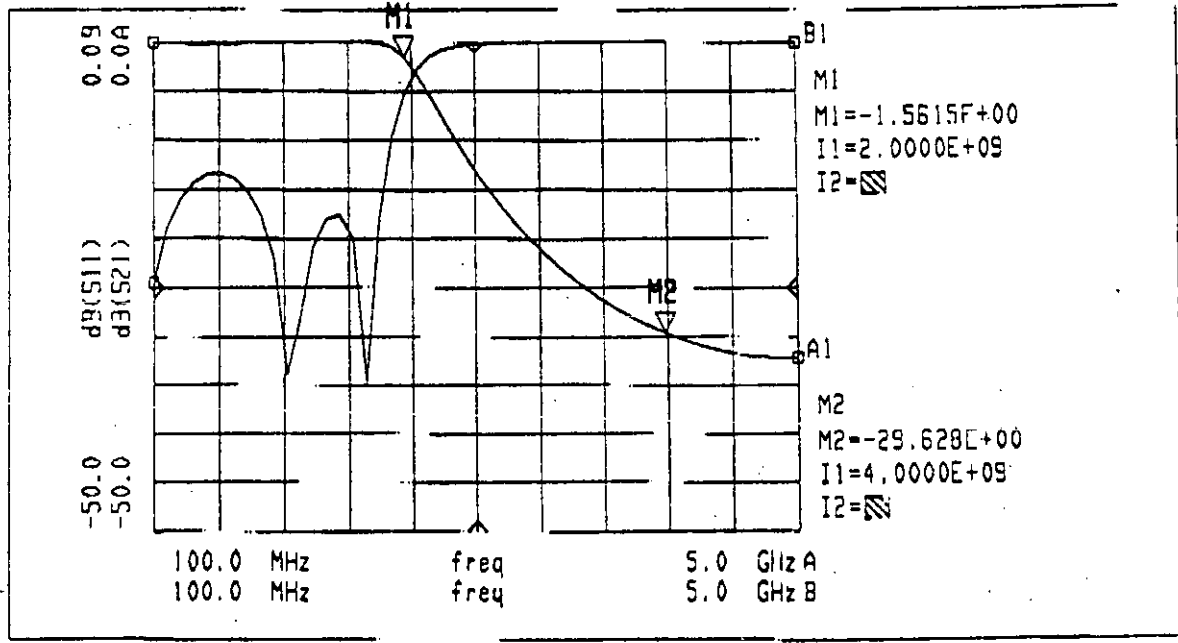
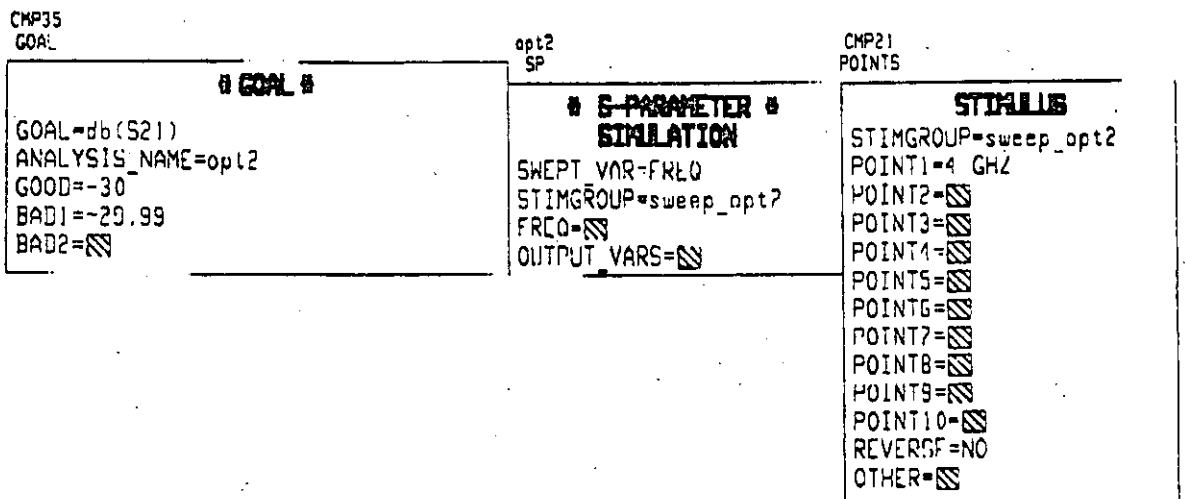
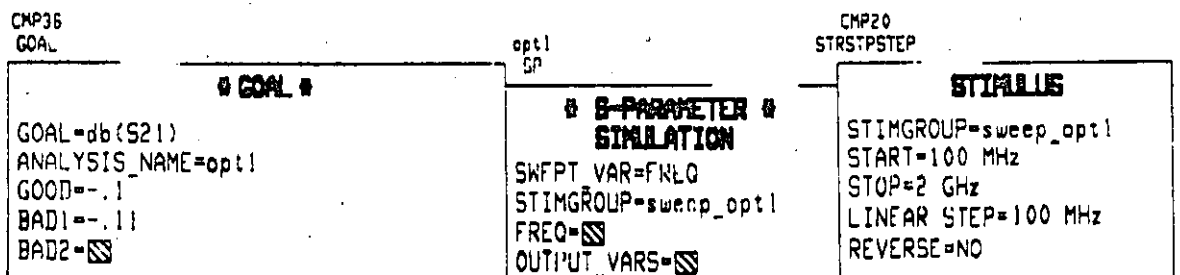
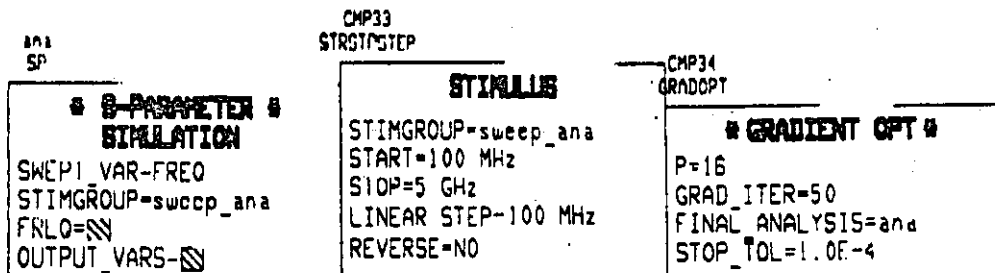


Figura 40: INFLUENCIA DE LOS ELEMENTOS PARASITOS RELACIONADOS CON LA TECNOLOGIA.

Conviene entonces modificar las longitudes de las líneas a fin de satisfacer la respuesta del inicio. Es entonces posible utilizar el algoritmo de optimación definiendo los parámetros variables (las longitudes de las líneas), los objetivos de optimación (relacionados a la respuesta) y un método de optimación (gradiente, aleatorio, ...). Un ejemplo correspondiente a nuestro problema está mostrado en la Figura 41.

valeurs initiales

LC1=2.92 mm	EQUATION w50=.613	EQUATION LC1=0.01<3.23<10.00
LC2=5.048 mm	EQUATION w10=4.015	EQUATION LC2=0.01<4.86<10.00
LL=7.56 mm	EQUATION w100=.128	EQUATION l11=0.01<6.86<10.00



Después de optimar, es posible obtener resultados muy cercanos a aquellos deseados. Figura 42.

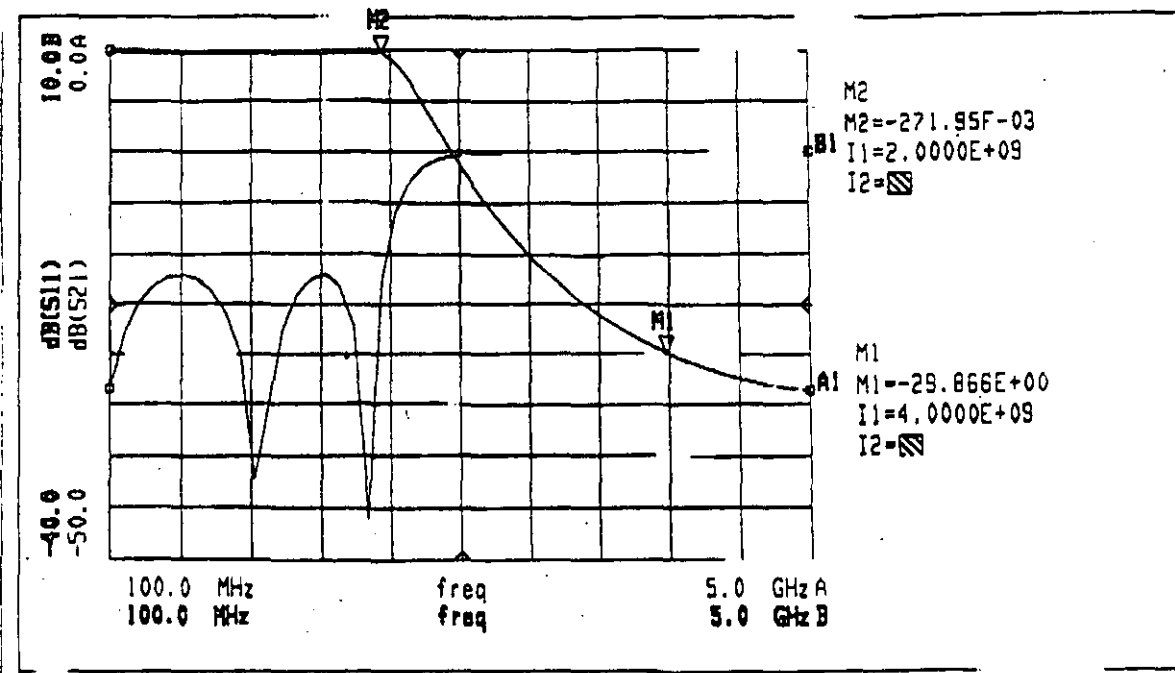


Figura 42: RESULTADOS DESPUES DE LA OPTIMIZACION.

Es posible después, gracias a la relación existente entre la adquisición del diagrama y el diseño de mascarillas, generar automáticamente el diseño de la mascarilla del filtro. Figura 43.

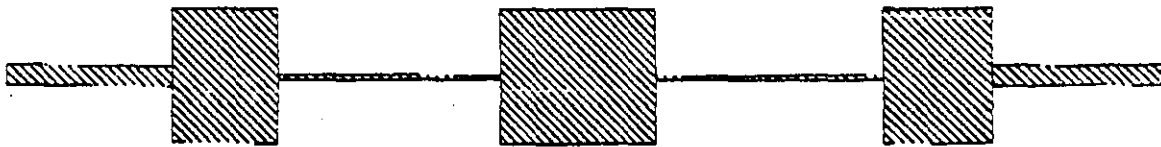


Figura 43: DISEÑO DE LA MASCARILLA EN TECNOLOGIA MICROCIANTA.





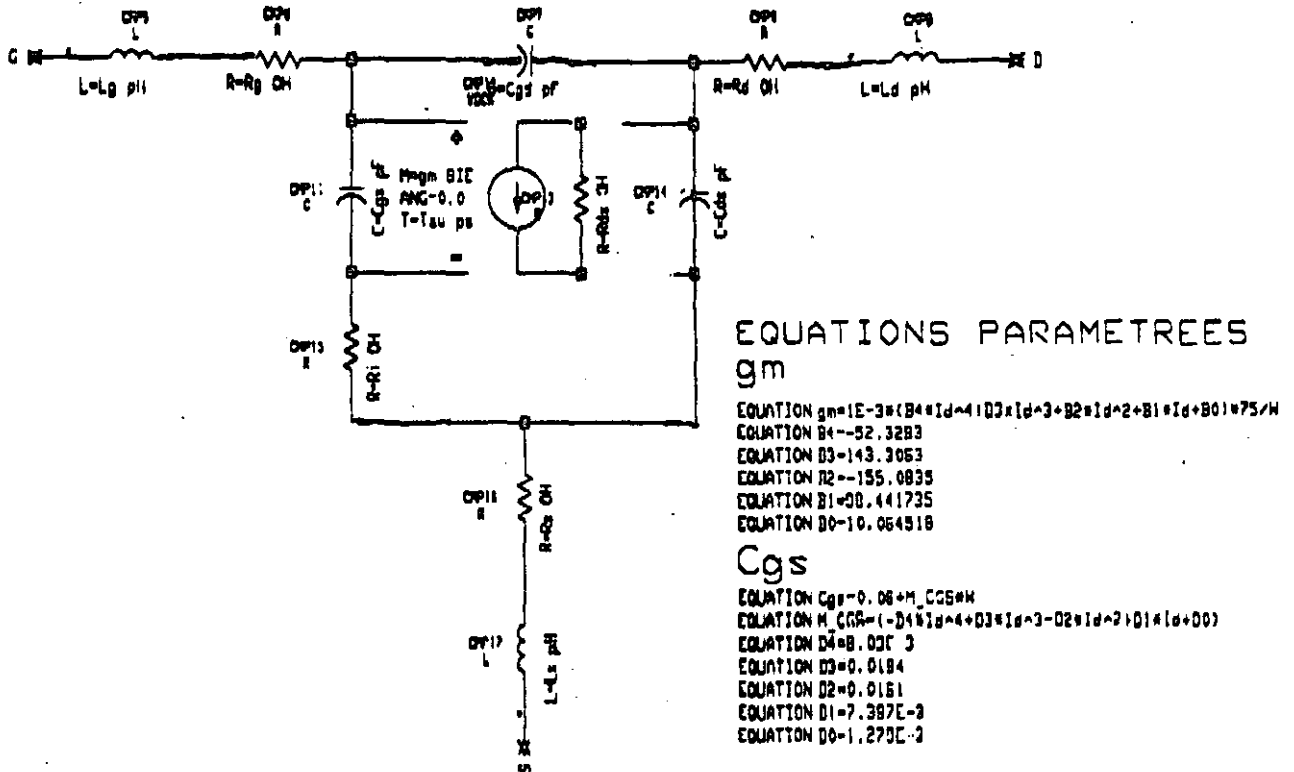


Figura 45: ESQUEMA EQUIVALENTE DEL TRANSISTOR PARAMETRADO POR LA CORRIENTE DE POLARIZACION.

Es entonces posible utilizar los métodos clásicos de diseño de los amplificadores a partir de los parámetros (S) o del esquema equivalente. Estos métodos de análisis permiten obtener valores de los elementos del circuito que son enseguida optimizados con el objeto de mejorar el funcionamiento.

La Figura 46 muestra un ejemplo de la adquisición del diagrama para analizar un amplificador en banda estrecha.

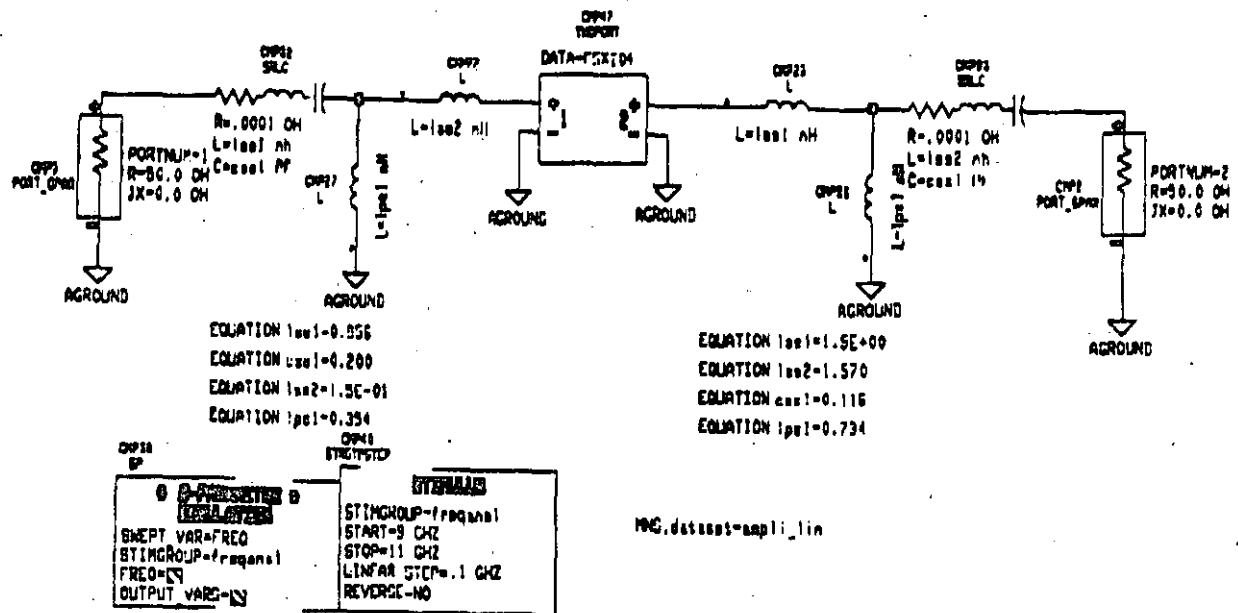
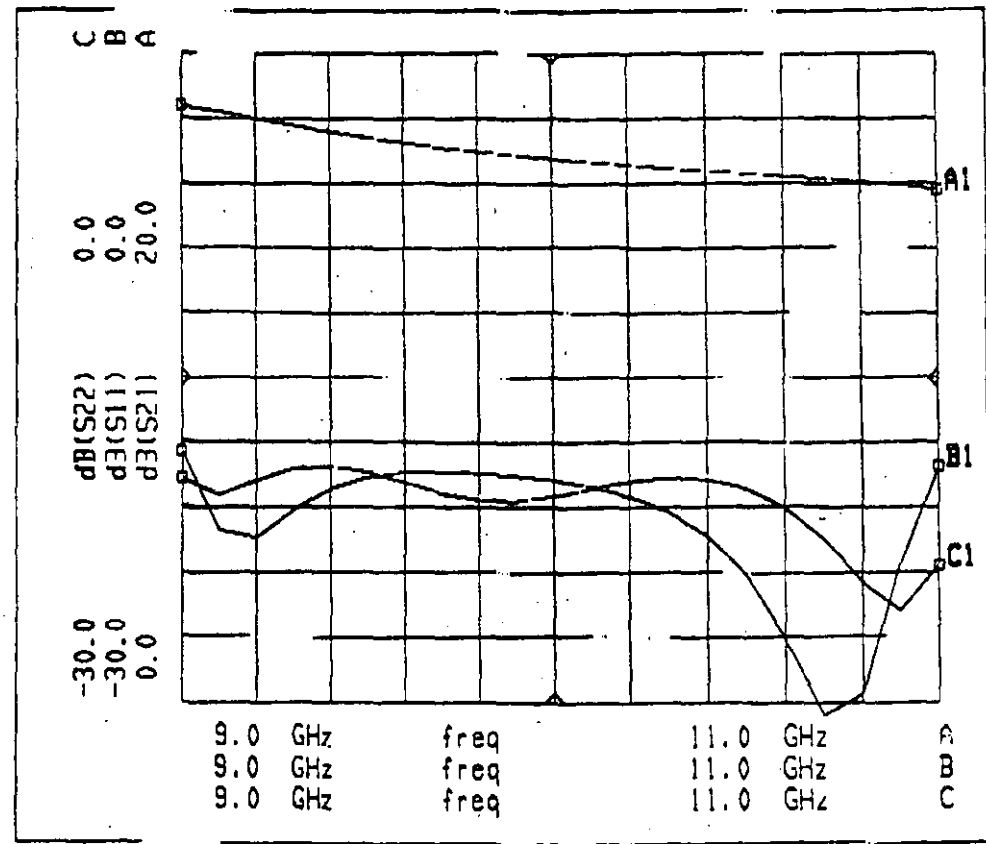


Figura 46: AMPLIFICADOR BANDA ESTRECHA - ADQUISICION DE DIAGRAMA.

La Figura 47 muestra los resultados del análisis de este circuito.



Figur

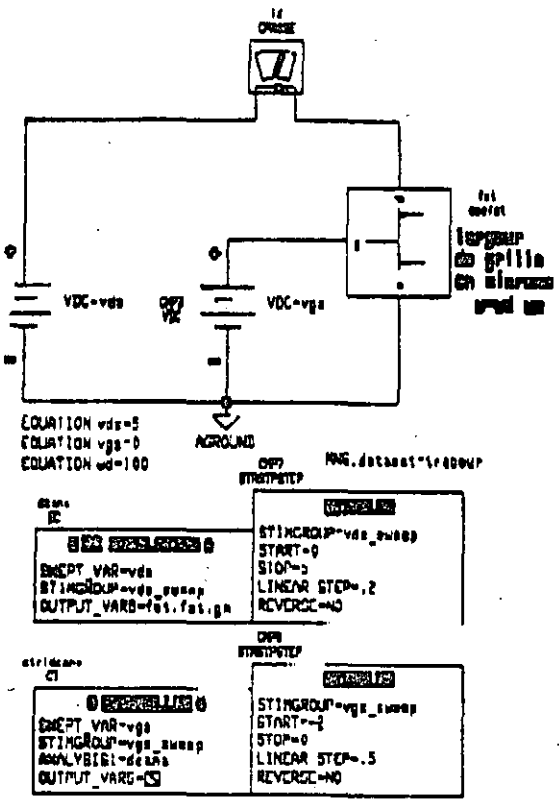


El análisis estático y dinámico lineal del transistor permite trazar las características estáticas y estudiar la influencia de la polarización del transistor sobre los parámetros (S).

La Figura 49 muestra la adquisición de esquema y los resultados del análisis estático.

trazador de características estáticas

TRACEUR DE CARACTERISTIQUES STATIQUES



CARACTERISTIQUES STATIQUES  
 $I_d = f(V_{ds}, V_{gs})$

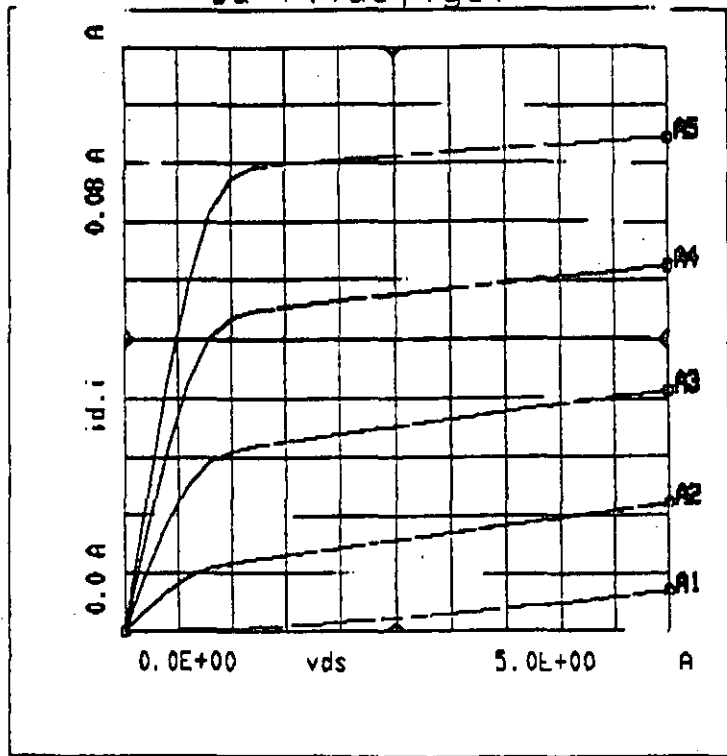


FIGURA 49: ANALISIS ESTATICO O CONTINUO DEL TRANSISTOR.

La Figura 50 muestra la adquisición de esquema y los resultados del análisis lineal (parámetros S); este análisis es efectuado después de la determinación del punto de funcionamiento estático y linealización de las ecuaciones alrededor de éste.

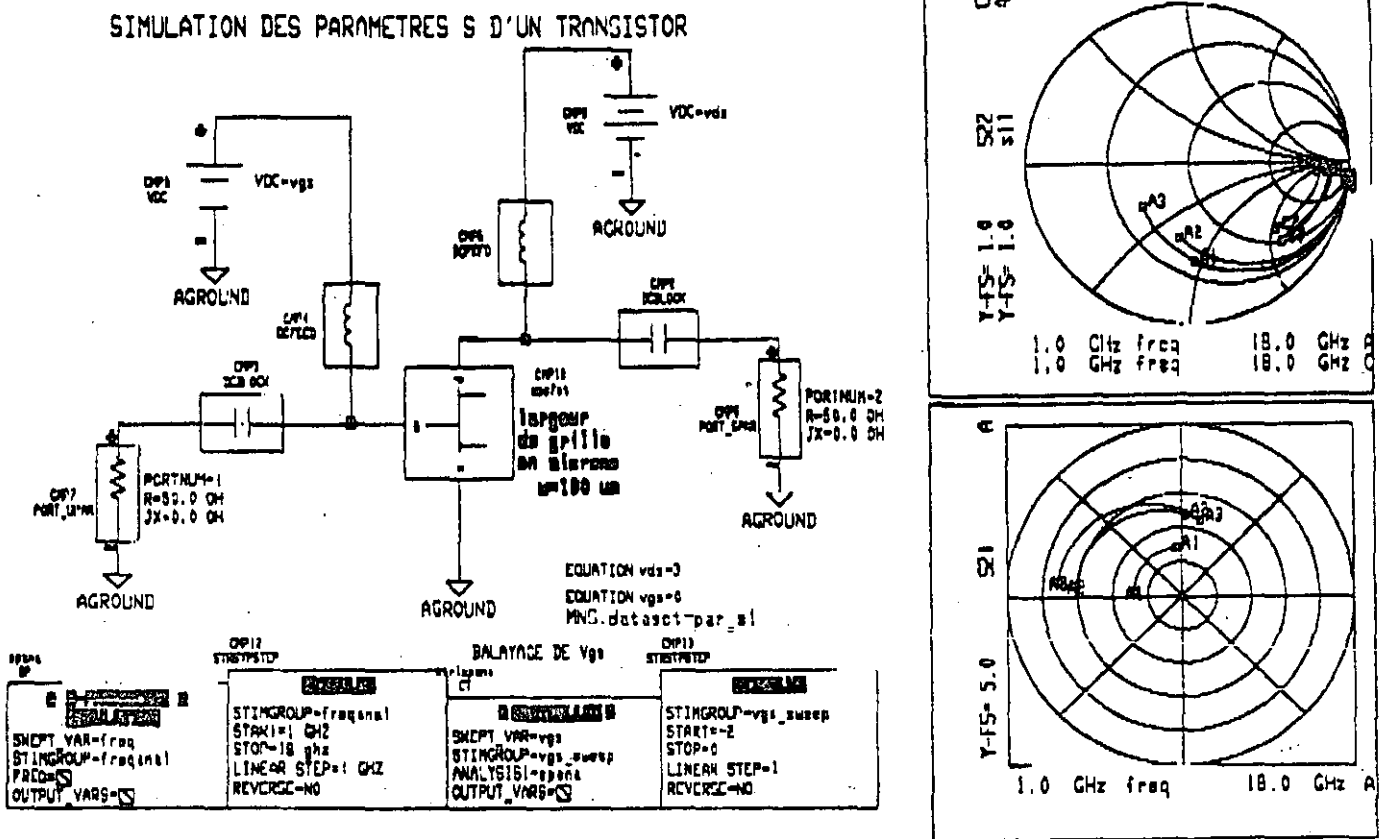
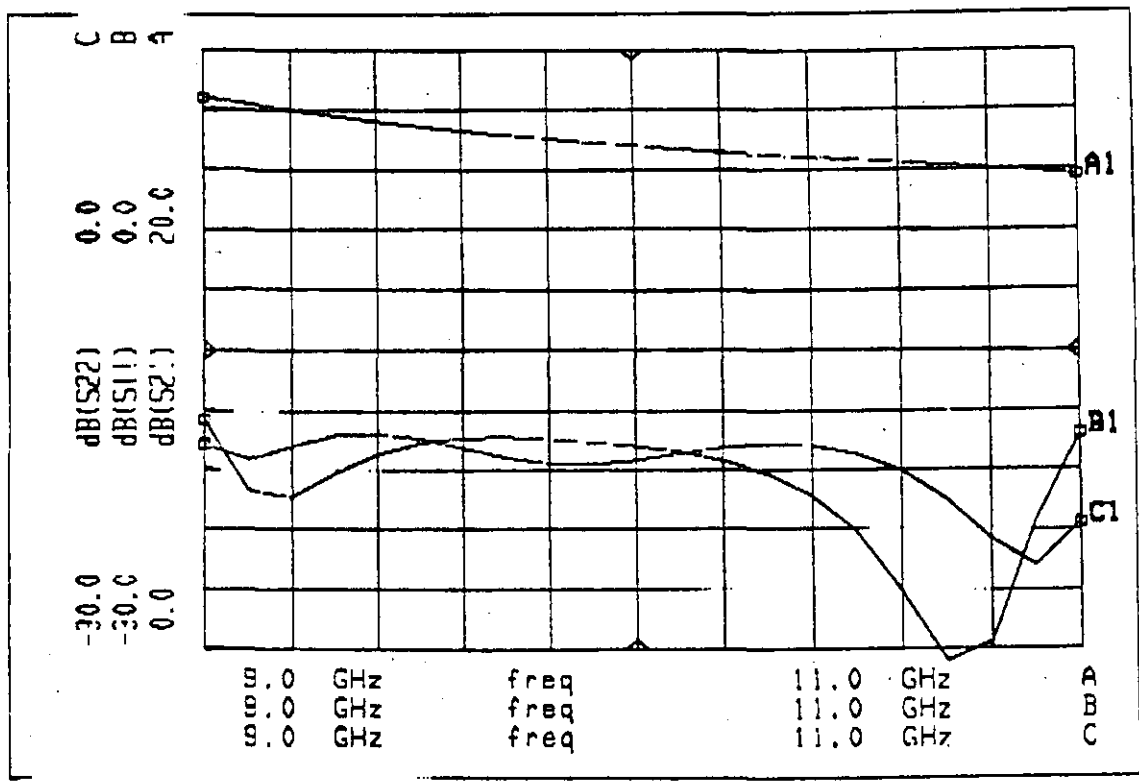
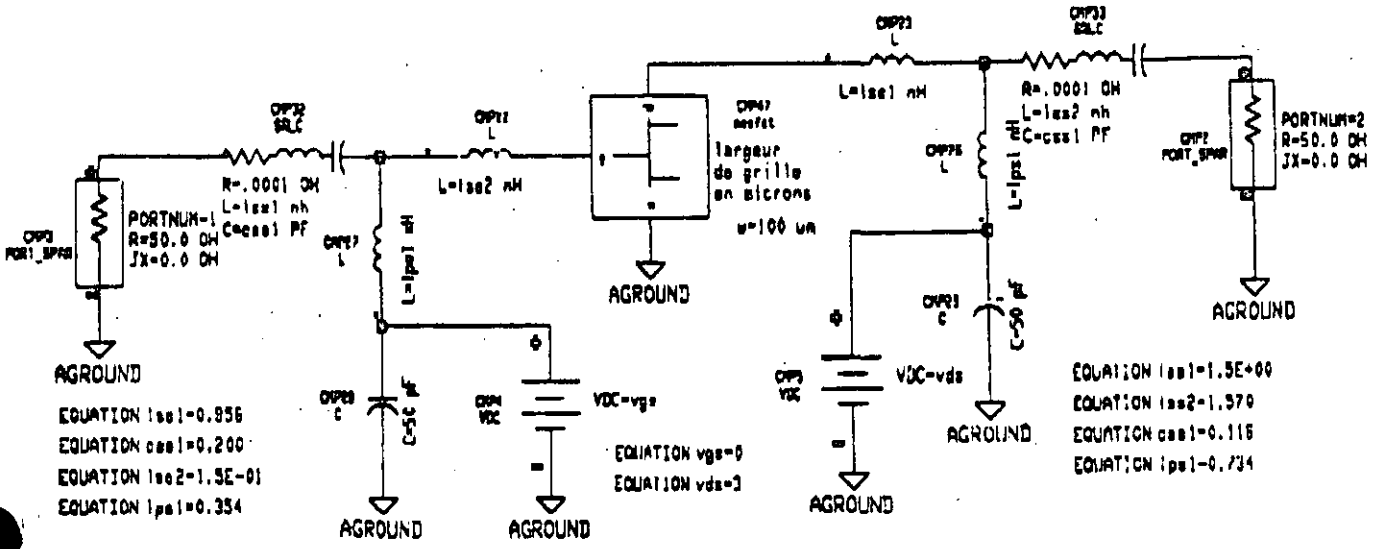


FIGURA 50: ANALISIS LINEAL DE UN MODELO NO LINEAL.

Es entonces posible escoger el punto de funcionamiento y determinar la topología de los circuitos de adaptación. Es entonces indispensable prever los circuitos de polarización del transistor a fin de poder efectuar el análisis lineal.

La Figura 51 muestra la topología y los resultados de simulación del análisis lineal de un amplificador.



La utilización de un modelo no lineal permite además analizar los efectos no lineales relacionados a la amplitud de la señal de excitación. La Figura 52 muestra la evolución del espectro y de la forma de onda a la salida del amplificador en función de la potencia entregada por el generador.

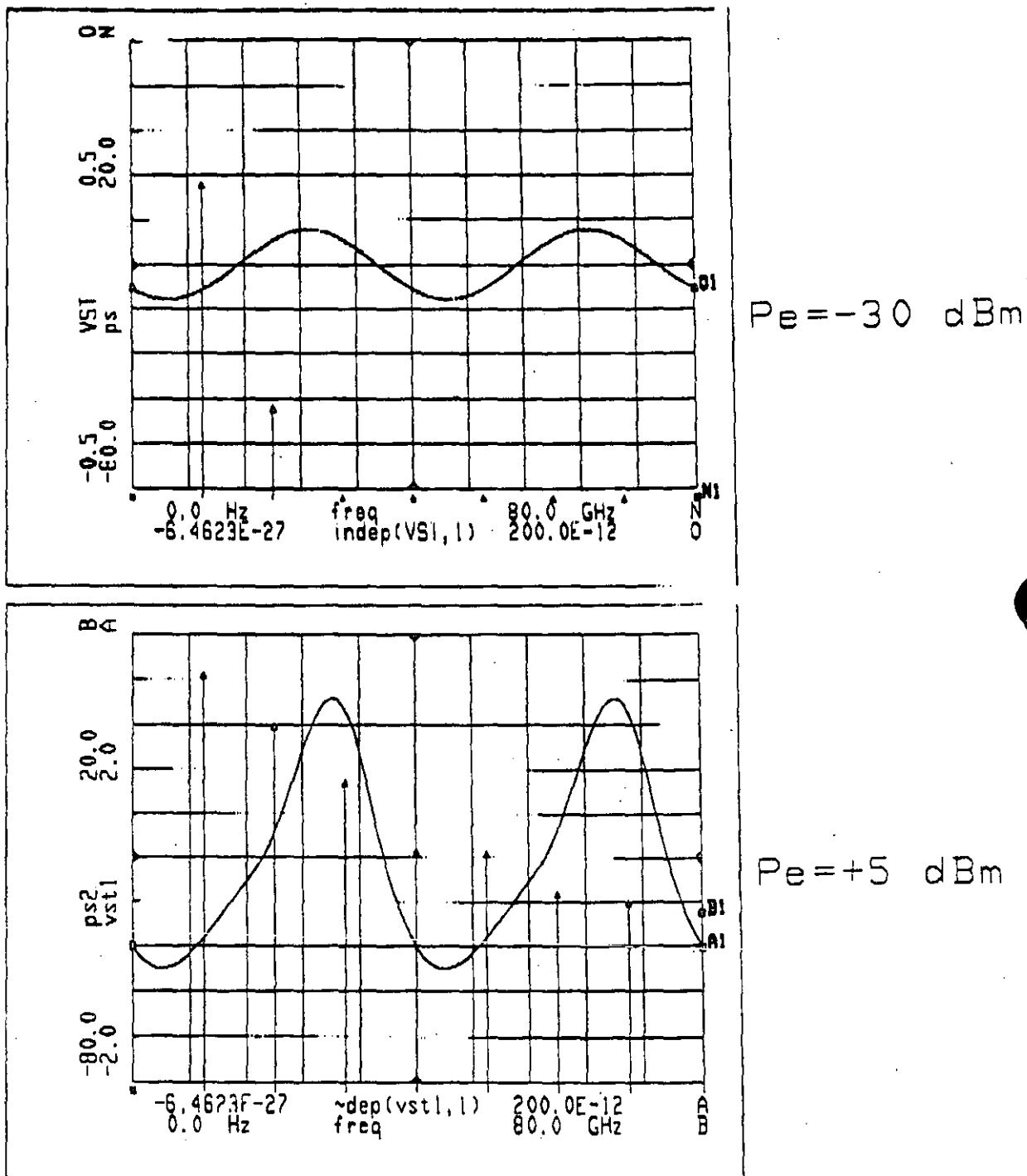


FIGURA 52: EVOLUCION DEL ESPECTRO Y DE LA FORMA DE ONDA.



Otras informaciones son accesibles después del análisis no lineal, tales como los ciclos de carga (Figura 53) y la curva de saturación  $P_o = f(P_i)$  o  $G = f(P_i)$  (figura 54) permitiendo determinar el punto de compresión a 1 dB.

### CYCLE DE CHARGE.

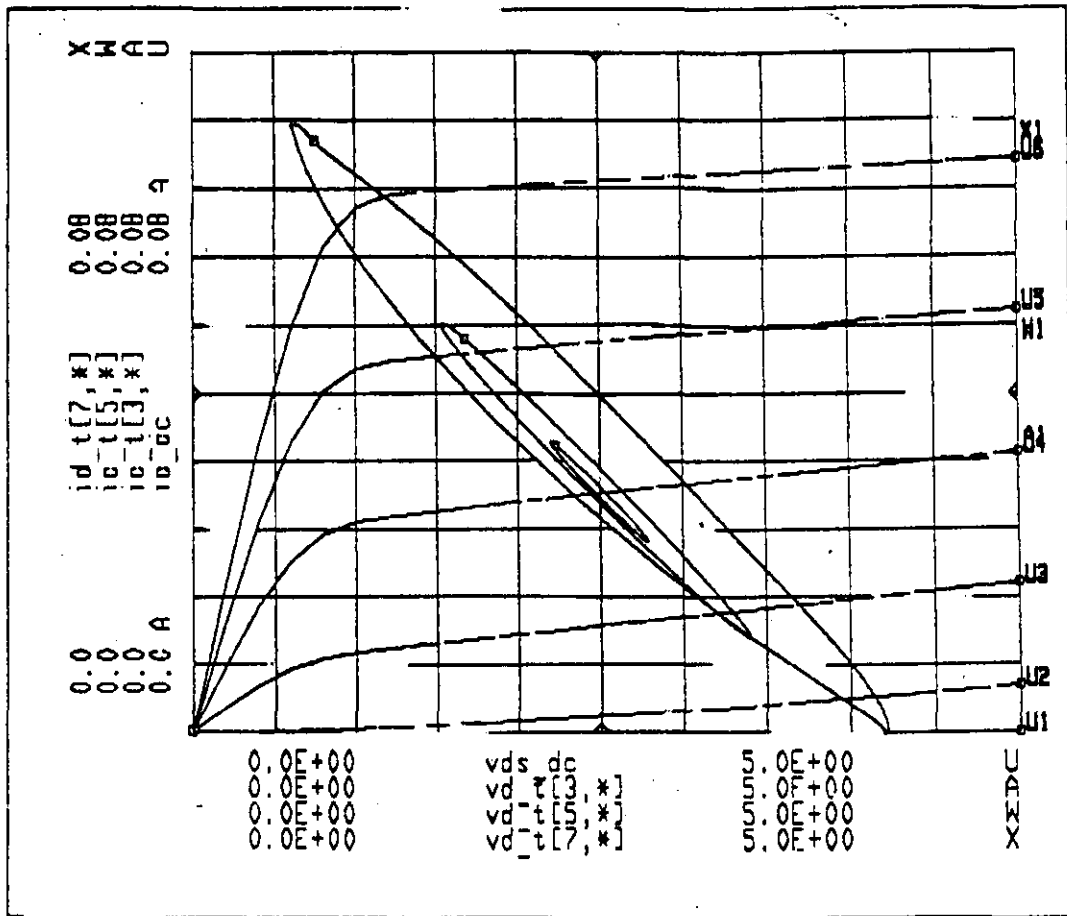


FIGURA 53: CICLOS DE CARGA FUNCION DE LA POTENCIA.

COMPRESSION DE GAIN

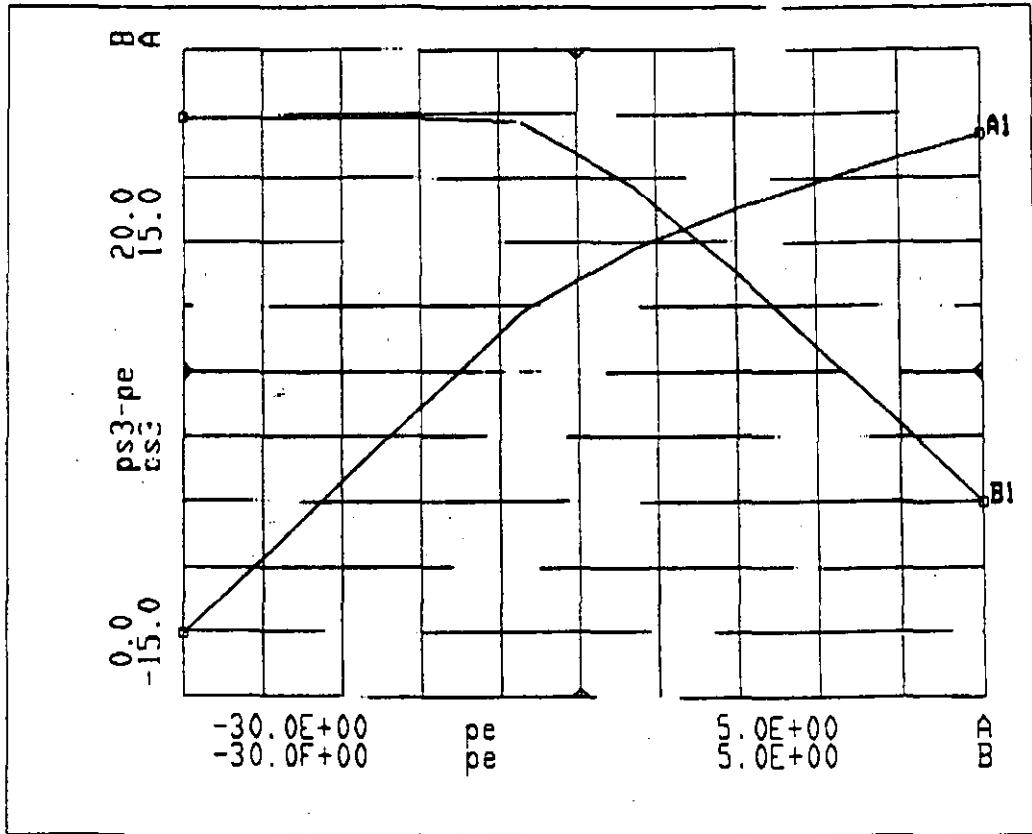


FIGURA 54: CURVAS DE SATURACION.

3. Estudio de un mezclador a diodo.

El objeto de este párrafo es el de mostrar, sobre el ejemplo simple de un mezclador a diodo, los resultados de un análisis de tipo equilibrio espectral cuando el circuito está excitado por dos fuentes independientes.

3.1. Mezclador simple a un diodo.

El circuito analizado está descrito en la Figura 55, notamos ahí la presencia de 2 generadores independientes. El primero juega el papel de un oscilador local a la frecuencia  $f_{ol} = 10$  GHz con una

potencia de 10 dBm, el segundo es la señal útil a la frecuencia  $F_{RF} = 11$  GHz con una potencia de -20 dBm.

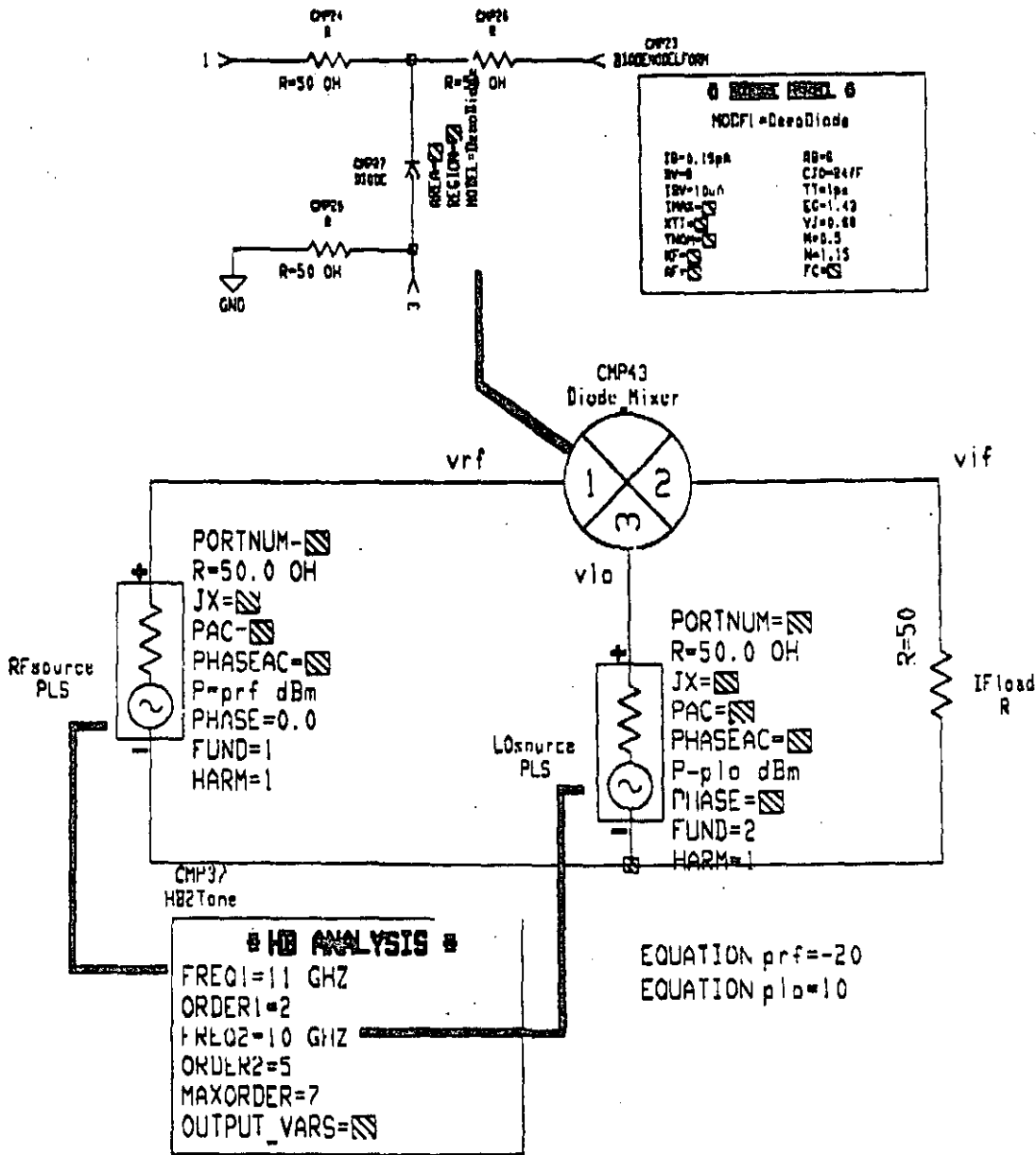


FIGURA 55: MEZCLADOR A UN DIODO.

El algoritmo de equilibrio espectral utiliza los análisis del circuito a las frecuencias  $\pm m.f_{RF} \pm n.f_{OL}$ . Los valores de m y n están limitados en función de la no linealidad del circuito.

En este caso, nosotros hemos escogido m limitado a 2 y n limitado a 5 en razón de los niveles de potencia diferentes de dos señales de excitación. La Figura 56 muestra el espectro de salida obtenido para este circuito y la Figura 57 indica en forma de tabla las frecuencias en juego durante el análisis.

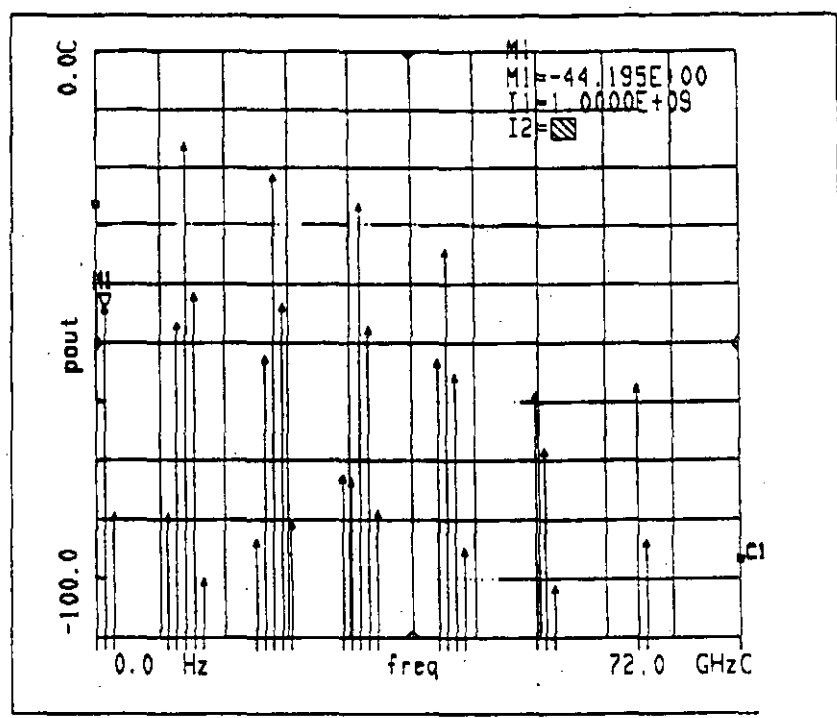


FIGURA 56:

frequency RF  
ORDER1-2

3	-2	-1	0	+1	+2
-5	-72	-61	-50	-39	-28
-4	-62	-51	-40	-29	-18
-3	-52	-41	-30	-19	-8
-2	-42	-31	-20	-9	2
-1	-32	-21	-10	1	12
0	-22	-11	0	11	22
+1	-12	-1	10	21	32
+2	-2	9	20	31	42
+3	8	19	30	41	52
+4	18	29	40	51	62
+5	28	39	50	61	72

frequency OL  
ORDER2=5

n ≪ ORDER1  
m ≪ ORDER2

FIGURA 57

Es posible estudiar la influencia de la variación de la potencia RF sobre la potencia de salida a la frecuencia intermedia  $f_{FI} = 1$  GHz. Después del aumento de la potencia de entrada, es necesario cuidar que el número de armónicos utilizados sea suficiente para conservar la validez y la descomposición en serie de Fourier. La Figura 58 muestra la variación de la ganancia de conversión en función de la potencia de entrada y pone en evidencia el fenómeno de saturación.

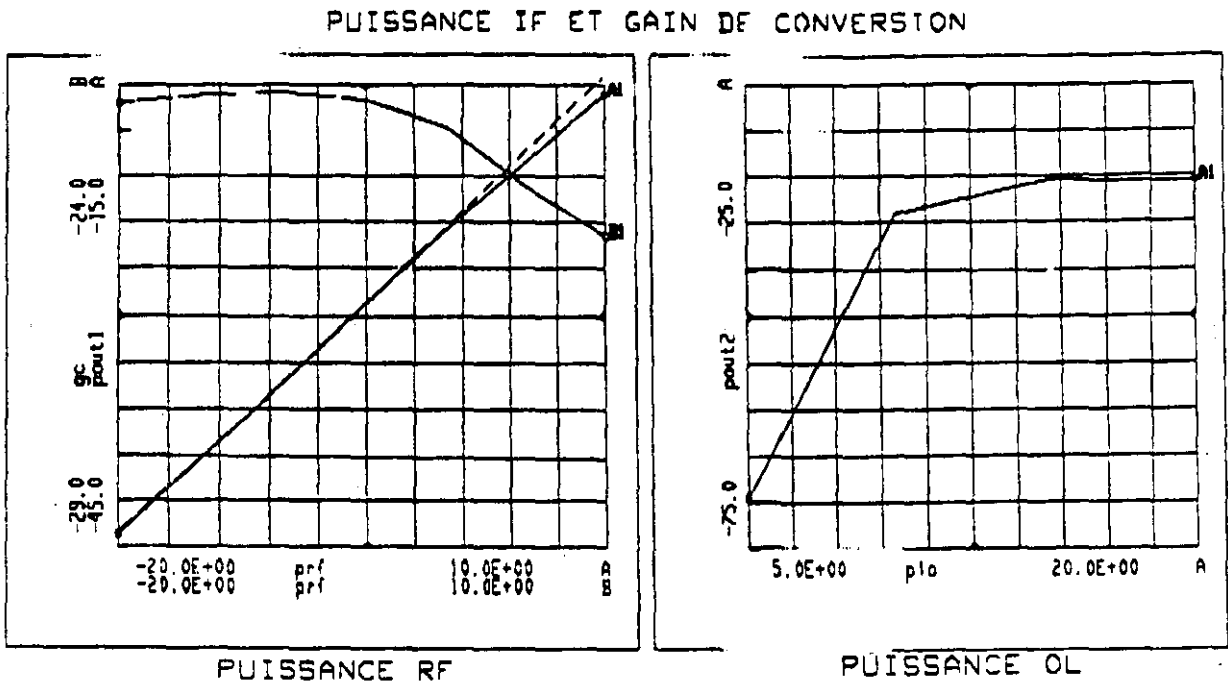


FIGURA 58: VARIACION DEL FUNCIONAMIENTO EN FUNCION DE LAS POTENCIAS DE ENTRADA.

2.2 Mezclador equilibrado.

El ejemplo siguiente concierne un mezclador equilibrado a 4 diodos. Los circuitos de excitación están realizados con secciones de línea y permiten obtener las buenas condiciones de fase para la excitación de los diodos y la recombinación de los productos de mezclado. La Figura 59 muestra la adquisición del esquema para el análisis de este circuito.

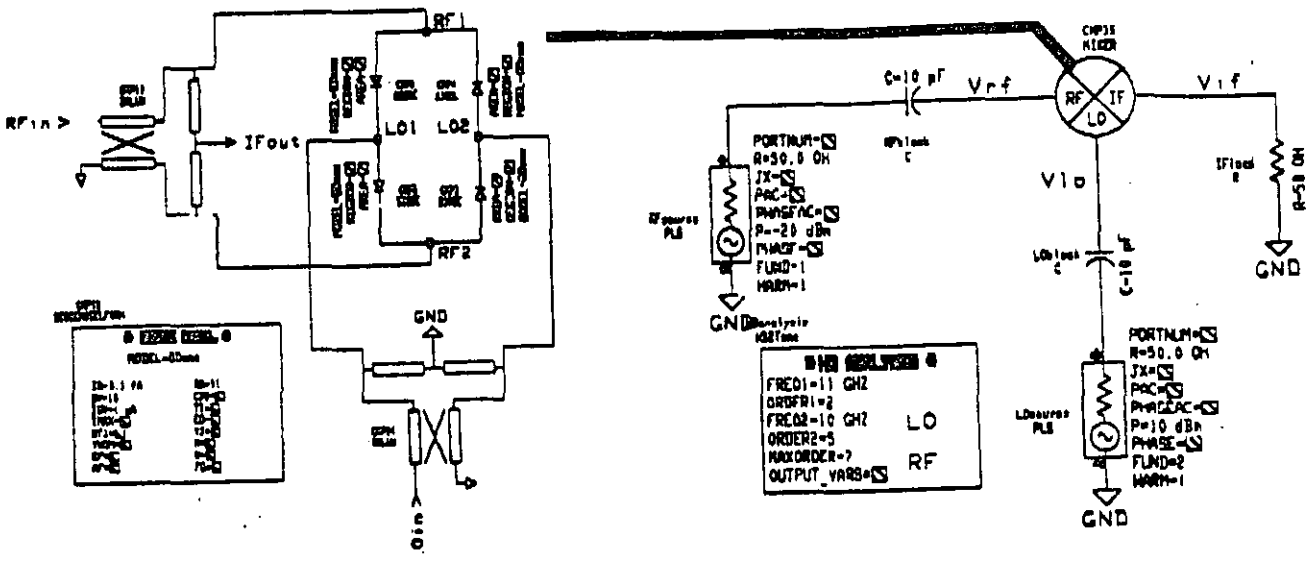
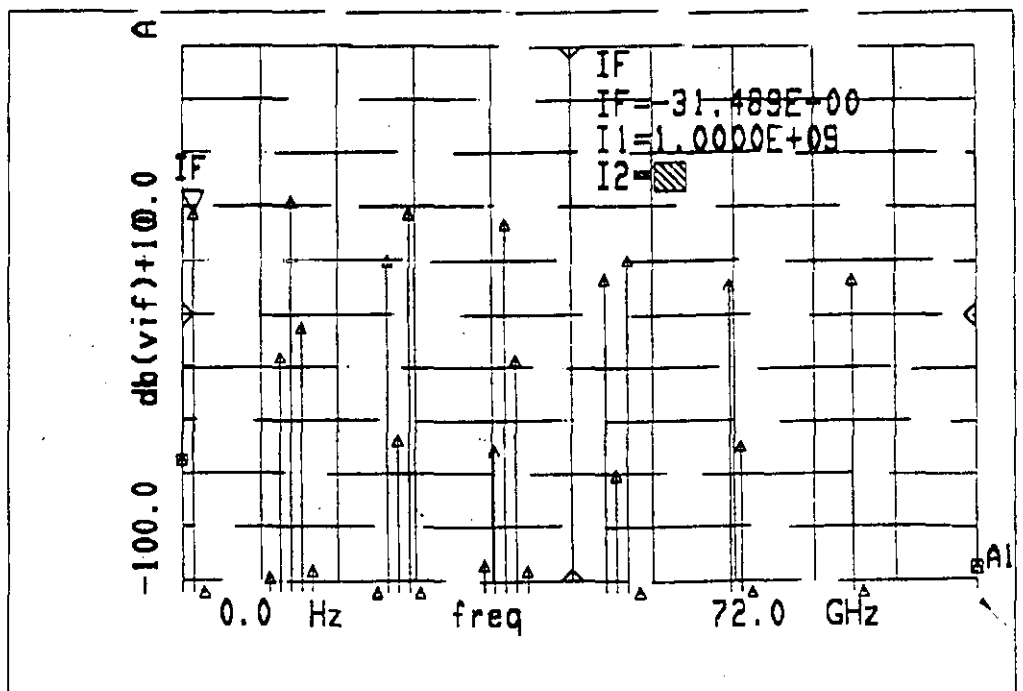


FIGURA 59. ADQUISICIÓN DE ESQUEMA DE UN MEZCLADOR EQUILIBRADO A 4 DIODOS.

Los resultados de simulación de la Figura 60 muestra un mejor rechazo de las líneas parásitas que facilitan el filtrado de la frecuencia intermedia en este tipo de mezclador.

*Espectro de Salida de un mezclador equilibrado*

FIGURA 60.



#### 4. Oscilador a transistor.

Vamos a indicar aquí las etapas de la concepción de un oscilador a transistor a efecto de campo.

##### 4.1 Principio de funcionamiento.

El oscilador es del tipo dipolo como se indica sobre la Figura 61.

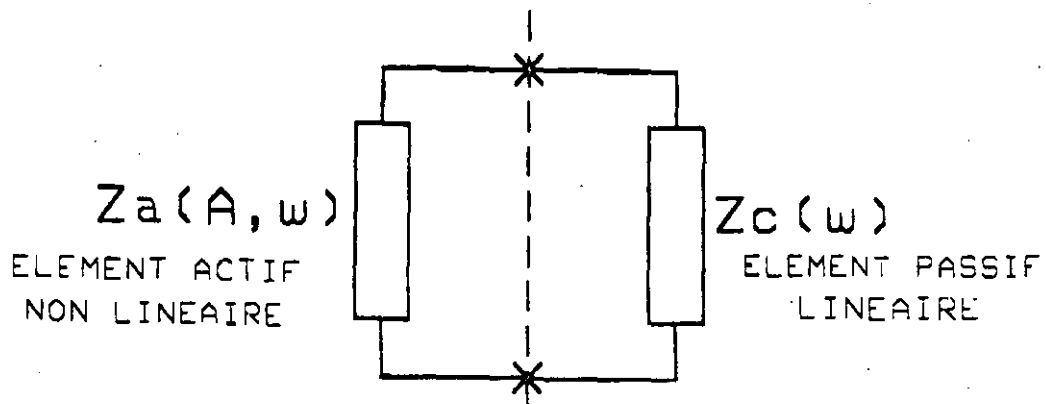


FIGURA 61. ESQUEMA DE PRINCIPIO DE UN OSCILADOR DE TIPO DIPOLO.

Las condiciones de arranque de los osciladores obtenidos para pequeñas amplitudes, cuya aproximación lineal para el elemento activo, cuya aproximación lineal para el elemento activo:

$$\begin{cases} \operatorname{Re}(Z_A) + \operatorname{Re}(Z_c) < 0 \\ \operatorname{Im}(Z_A) + \operatorname{Im}(Z_c) = 0 \end{cases}$$

Es necesario entonces que la parte real de la impedancia "pequeña señal" del elemento activo sea negativa.

En régimen establecido, la amplitud y la frecuencia de los osciladores se ajustan de tal forma que las condiciones de oscilación gran señal, sean cumplidas.

$$\begin{cases} \operatorname{Re}(Z_A(\omega_0, A_0)) + \operatorname{Re}(Z_C(\omega_0)) = 0 \\ \operatorname{Im}(Z_A(\omega_0, A_0)) + \operatorname{Im}(Z_C(\omega_0)) = 0 \end{cases}$$

Es entonces necesario tener a su disposición un circuito activo presentando impedancia a parte real negativa. Este estudio se hace en régimen lineal.

#### 4.2 Impedancia a parte real negativa.

El esquema escogido está indicado sobre la Figura 62. Es necesario determinar las impedancias colocadas en la fuente y en la compuerta del transistor.

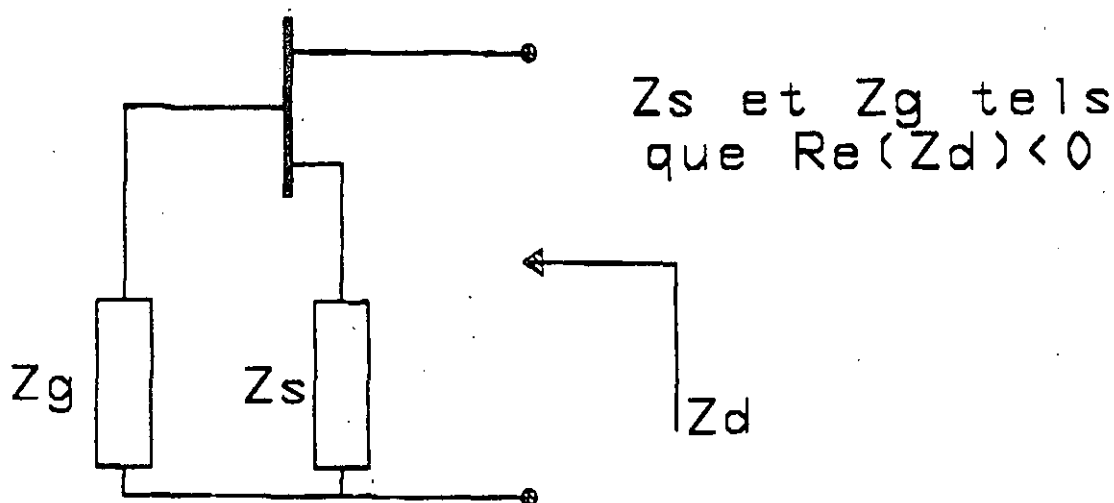


FIGURA 62. OBTENCIÓN DE LA IMPEDANCIA A PARTE REAL NEGATIVA.

El análisis teórico de este circuito muestra que la impedancia de compuerta debe ser inductiva, mientras que la impedancia de fuente debe ser capacitiva. La determinación de los valores de estos elementos puede efectuarse utilizando la técnica de Mapping que consiste en trazar los conjuntos de los puntos a  $\operatorname{Re} = \text{constante}$  e  $\operatorname{Im} = \text{constante}$  en el plano de los parámetros (S del dispositivo).

La Figura 63 muestra la adquisición del esquema permitiendo determinar el valor de la inductancia de compuerta. Los resultados de simulación están indicados sobre la Figura 64. La selección de



Lg se hace de tal forma que la impedancia correspondiente a S22 tenga una parte real negativa, lo más pequeño posible.

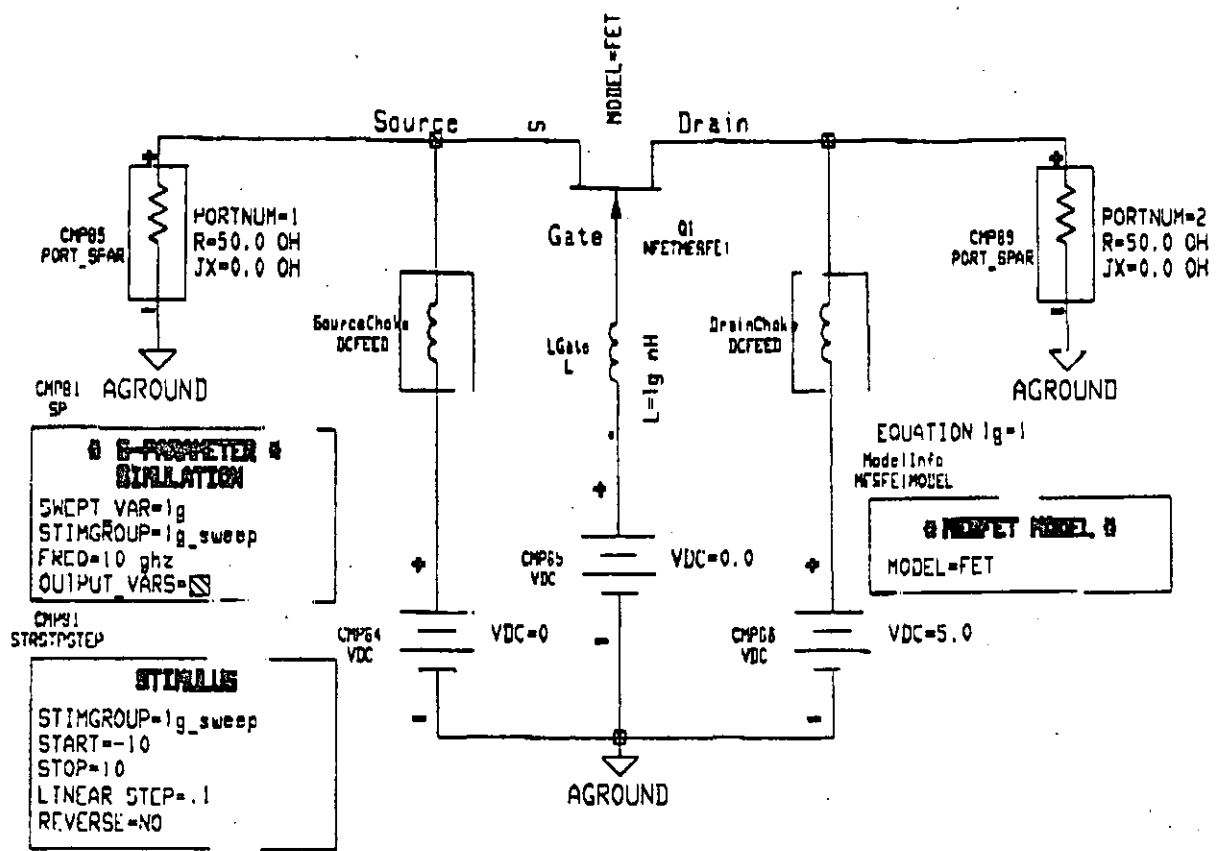


FIGURA 63. DETERMINACIÓN DE LA IMPEDANCIA DE COMPUERTA.

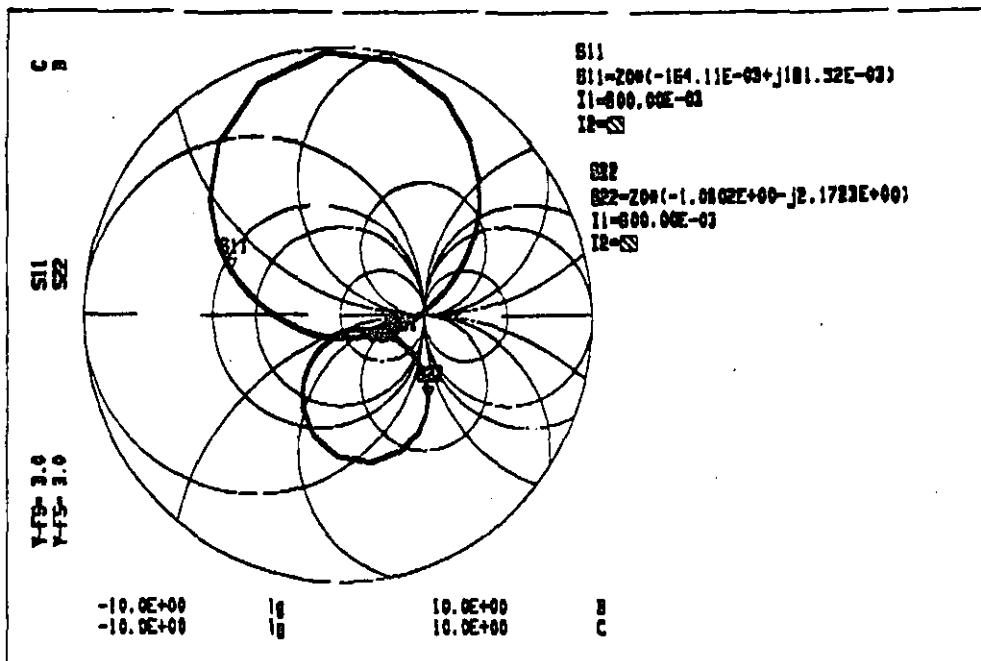


FIGURA 64. MAPPING DE LA INDUCTANCIA DE COMPUERTA.

El mismo procedimiento es utilizado en seguida para determinar la capacidad de fuente. Los resultados están indicados en la Figura 65.

Estos elementos siendo determinados, es entonces posible determinar la impedancia pequeña señal presentada al drenador del transistor. La adquisición de esquema está indicada en la Figura 66 y los resultados están dados en la Figura 67.

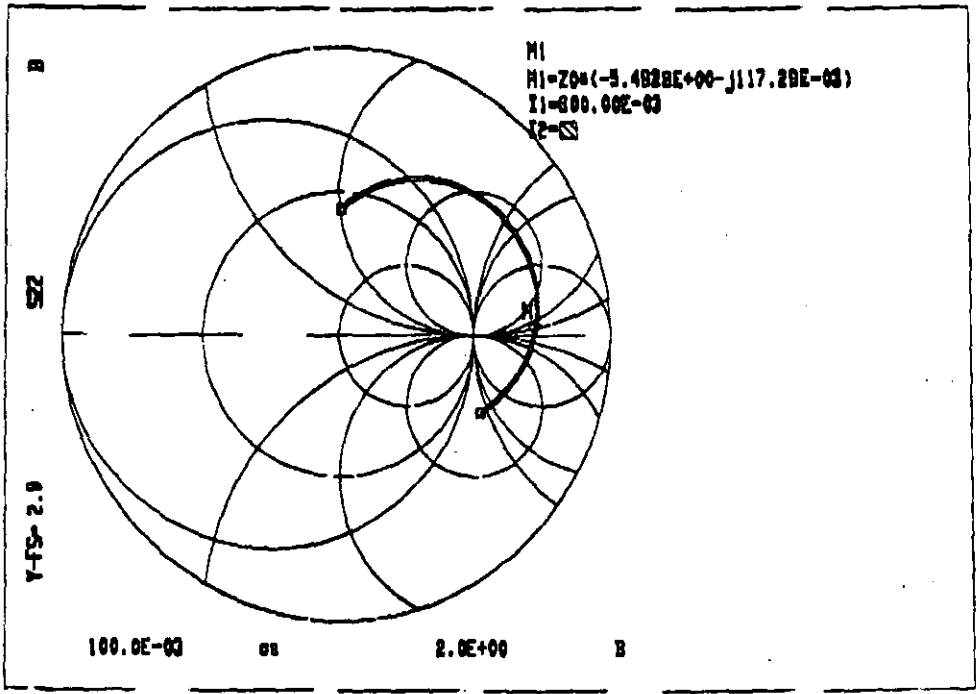


FIGURA 65. MAPPING DE LA CAPACIDAD DE FUENTE.

Constatamos que la impedancia procede una parte real negativa sobre una gran banda de frecuencias, además la parte imaginaria es nula a la frecuencia de oscilación deseada.

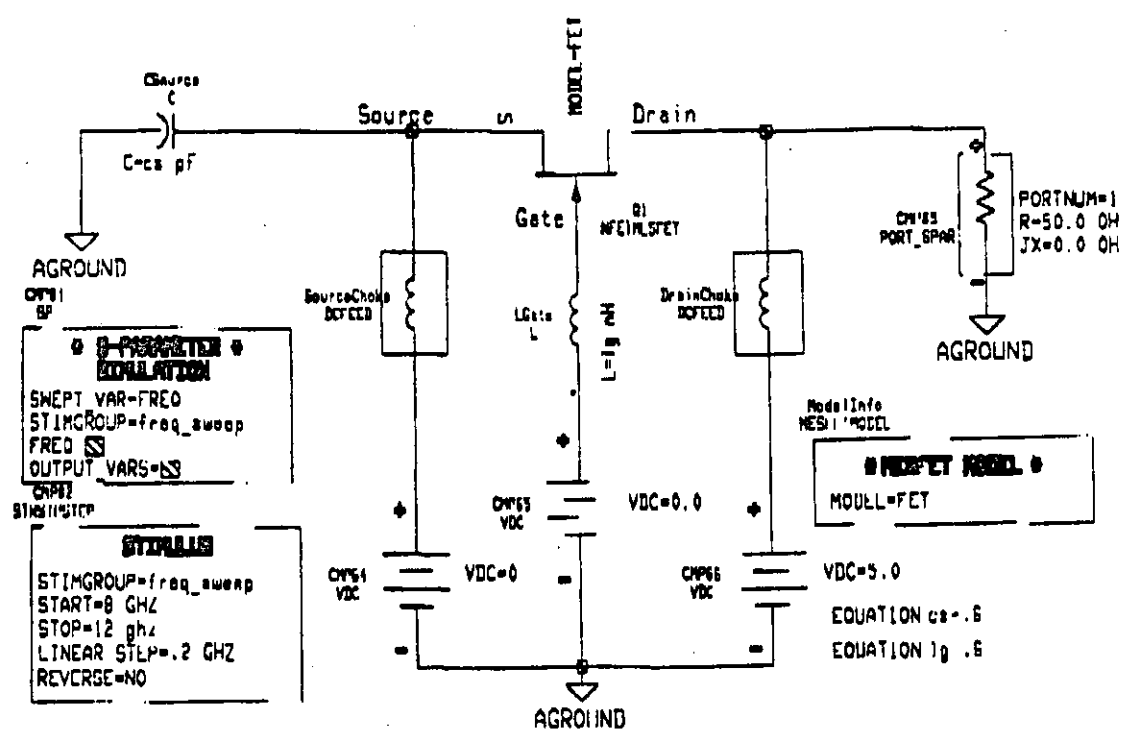


FIGURA 66. DETERMINACIÓN LINEAL LA IMPEDANCIA DEL ELEMENTO ACTIVO.

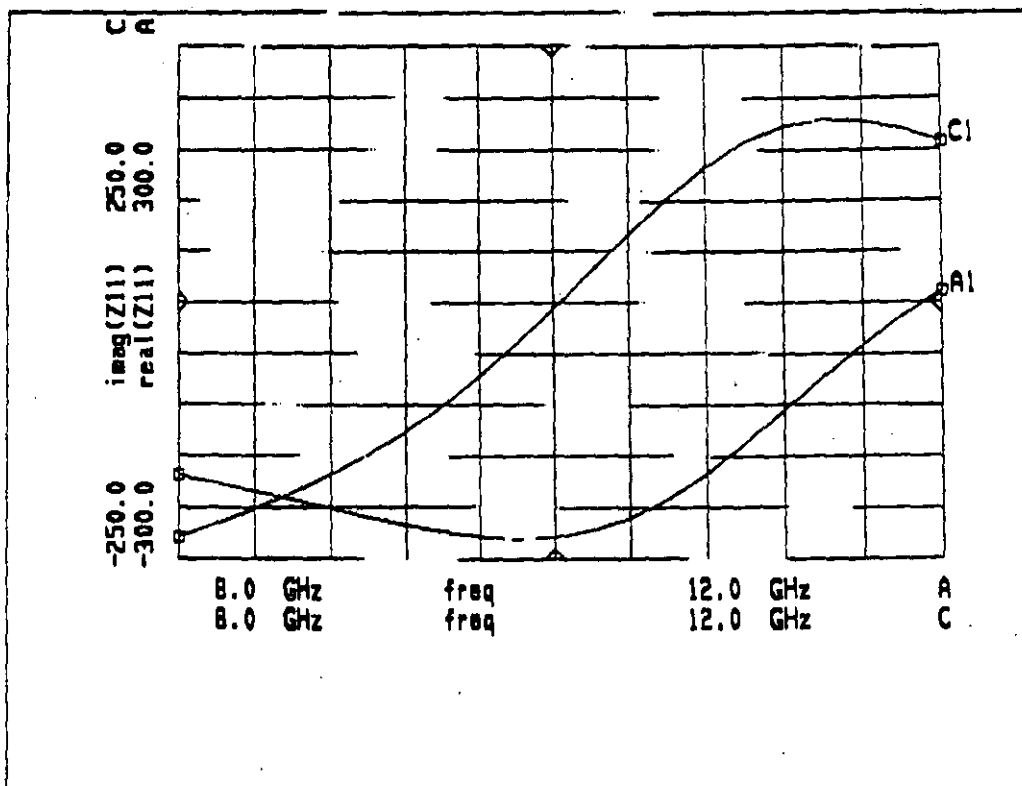


FIGURA 67. DETERMINACIÓN DE LA IMPEDANCIA DEL ELEMENTO ACTIVO EN REGIMEN LINEAL.

El circuito de carga puede entonces determinarse de tal forma que:

$$\text{Im}(Z_c) = -\text{Im}(Z_a)$$

$$\text{Re}(Z_c) < |\text{Re}(Z_a)|$$

Constatamos entonces que la impedancia de carga puede realizarse para un circuito RLC serie.

#### 4.3 Análisis no lineal.

El análisis lineal efectuado anteriormente permite determinar condiciones necesarias a las oscilaciones. A fin de determinar la

amplitud y la frecuencia, es necesario efectuar un análisis no lineal.

La Figura 68 muestra la adquisición de esquema del circuito analizado. Es necesario notar la presencia de una sonda particular que sirve de fuente independiente para probar las condiciones de oscilación durante el ciclo de equilibrio.

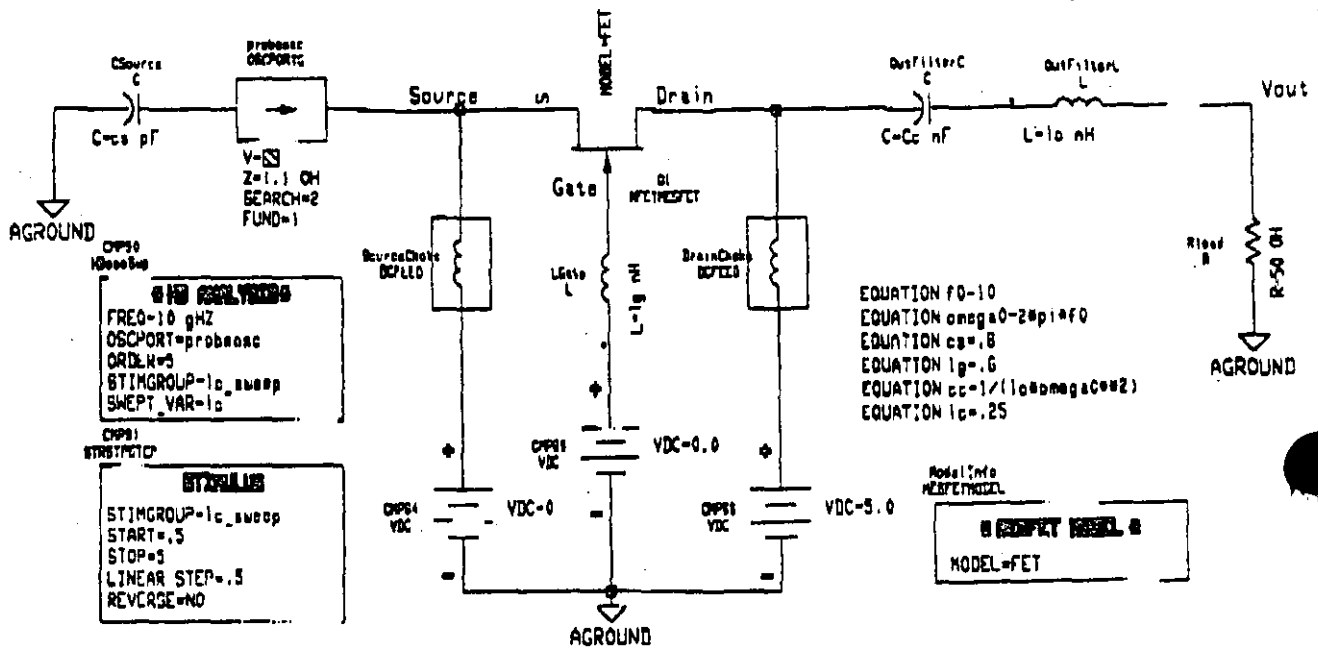


FIGURA 68. ANÁLISIS NO LINEAL DEL OSCILADOR.

El análisis ha sido efectuado para varios valores de coeficientes de sobretensión del circuito de carga a fin de estudiar su influencia sobre la pureza espectral. Los resultados están indicados en la Figura 69.

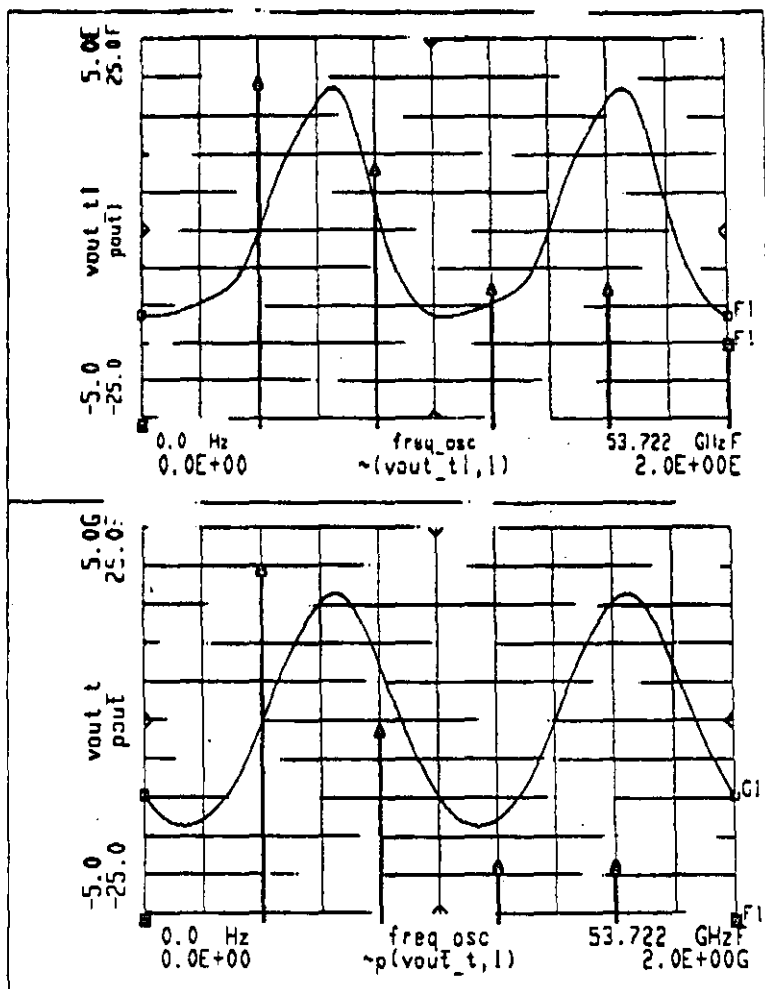
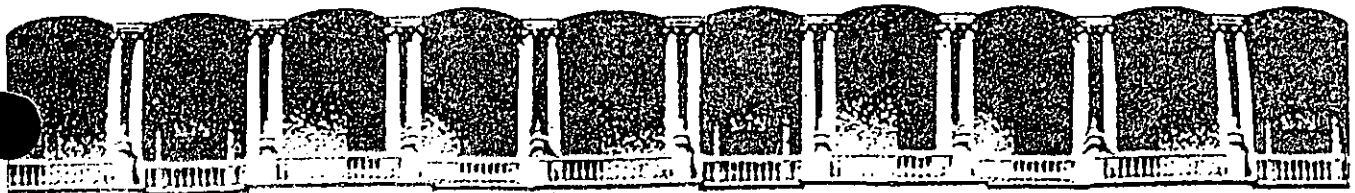


FIGURA 69. INFLUENCIA DE LA SOBRETENSIÓN DE LA CARGA.

Las formas de onda se obtienen por medio de la transformada de Fourier inversa de los espectros determinados después del ciclo de equilibrio.



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

**CURSOS ABIERTOS**

**"I CURSO INTERNACIONAL DE COMUNICACIONES"**  
**MODULO 1: TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS**  
*Del 18 al 23 de mayo*

**CONCEPCION DE CIRCUITOS INTEGRADOS  
MONOLITICOS.**

**PARTE: II**

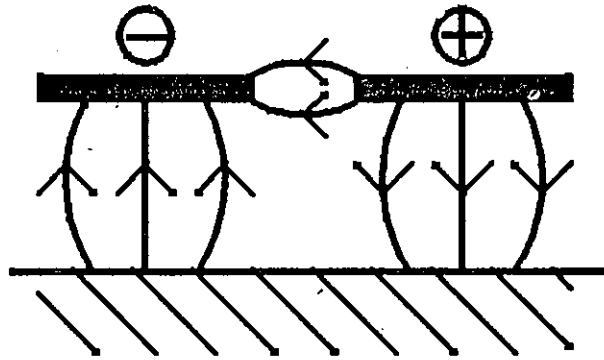
**PROFR. RENATO BOSISIO**

**MAYO - 1992**

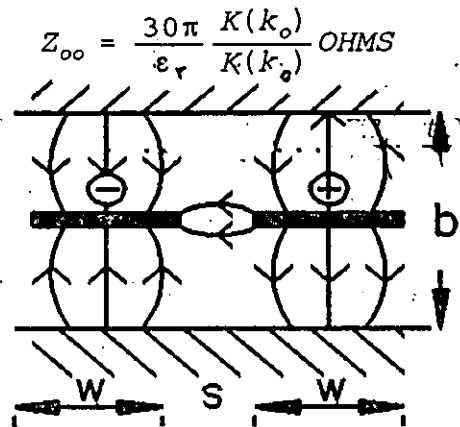


### IMPEDANCIA DEL MODO IMPAR

#### EJEMPLO:



Para líneas cinta (strip) coplanares acopladas.



$$Z_{oo} = \frac{30\pi}{\epsilon_r} \frac{K(k_o)}{K(k'_o)} \text{ OHMS}$$

$$k = \tanh \frac{\pi}{2} \frac{w}{b}$$

con

$$\frac{\pi}{2} \left( \frac{w+s}{b} \right)$$

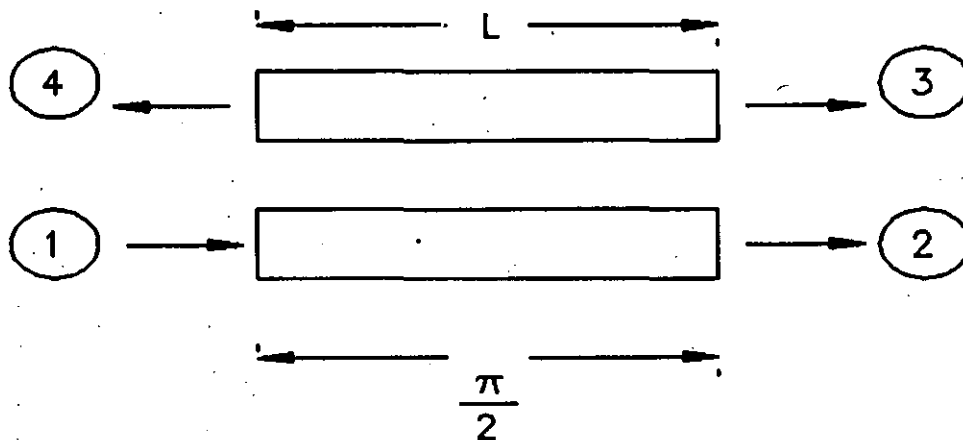
$$k'_o = (1 - k_o^2)^{1/2}$$

$K$  = integral elíptica completa

$$Z_{oe} = \sqrt{\frac{L}{C_{oe}}} \quad Z_{oo} = \sqrt{\frac{L}{C_{oo}}}$$

$L$  = inductancia por unidad de distancia

## ACOPLADOR DIRECCIONAL DE UN CUARTO DE ONDA.



$$\beta L = \frac{\pi}{2}$$

$$\frac{2\pi}{\lambda_g} L = \frac{\pi}{2}$$

$$L = \lambda_g/4$$

$$\frac{a_4^-}{a_1^+} = jx / [(1 - x^2)^{1/2} X0 + j(1)]$$

$$\frac{a_4^-}{a_1^+} = x$$

$$\frac{a_2^-}{a_1^+} = (1 - x^2)^{1/2} / j = -j(1 - x^2)^{1/2}$$

La fase en el puerto 4 está  $90^\circ$  adelante de la fase en el puerto 2.

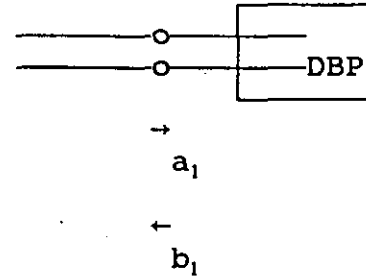
$$\frac{a_4^-}{a_2^-} = \frac{jx}{(1 - x^2)^{1/2}}$$

**MATRIZ DE REPARTICION.**

**DISPOSITIVO A UN PUERTO (DIPOLO) BAJO PRUEBA.**

COEFICIENTE DE  
REFLEXION.

$\Gamma$



$$b_1 = \Gamma a_1$$

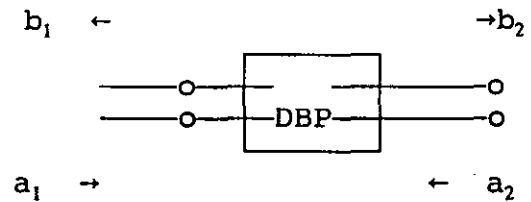
DBP - Dispositivo bajo prueba.

ó:

$$b_1 = S_{11} a_1$$

**DISPOSITIVO A DOS PUERTOS (QUADRIPOLO) BAJO PRUEBA.**

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$$



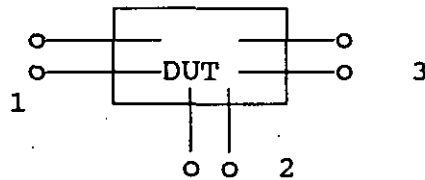
$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

PUERTO 1

PUERTO 2

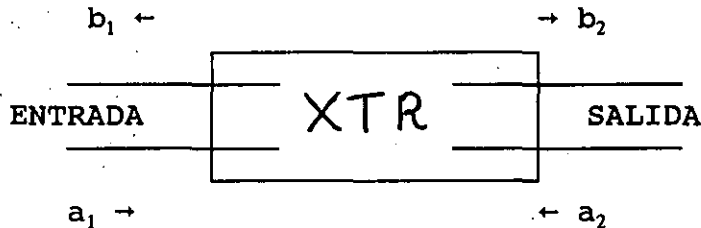
**MATRIZ DE DISPERSION.**

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$



**MATRIZ DE DISPERSION.**

Este concepto es también válido para dispositivos activos, por ejemplo transistores.



$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

$$S_{11} = b_1/a_1 \text{ donde } a_2 = 0$$

= coeficiente de reflexión a la entrada con carga adaptada a la salida.

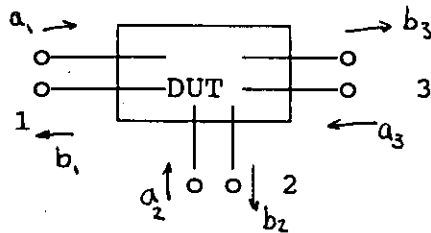
$$S_{22} = b_2/a_2 \quad = \text{coeficiente de reflexión a la salida con carga adaptada a la entrada donde } a_1 = 0.$$

$$S_{21} = b_2/a_1 \quad = \text{ganancia con carga adaptada a la salida donde } a_2 = 0.$$

$$S_{12} = b_1/a_2 \quad = \text{directividad con carga adaptada a la entrada. donde } a_1 = 0.$$

**MATRIZ (S).**

**DISPOSITIVO A 3 O N PUERTOS.**



$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 + S_{13} a_3$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 + S_{23} a_3$$

$$b_3 = S_{31} a_1 + S_{32} a_2 + S_{33} a_3$$

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$

Propiedades de la matriz de repartición para los dispositivos pasivos.

- 1) La suma del modulo caudrado de cada término en cualquier columna = 1.

ejemplo  $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$

- 2) La suma del producto de cada término en cualquier columna por el conjugado del término correspondiente en cualquier otra columna = 0.

ejemplo  $S_{11} S_{12}^* + S_{21} S_{22}^* + S_{31} S_{32}^* = 0$   
 $S_{11} S_{13}^* + S_{21} S_{23}^* + S_{31} S_{33}^* = 0$

## UNIONES.

- LAS UNIONES SON USADAS PARA DIVIDIR O COMBINAR POTENCIA. ELLAS PUEDEN SER FABRICADAS A PARTIR DE CUALQUIER TIPO DE LINEA DE TRANSMISION DADA: GUIA DE ONDA, MICROCIANTA, STRIPLINE, ETC. UTILIZANDO CUALQUIER GEOMETRIA DADA Y CUALQUIER TIPO DE TECNOLOGIA: HMIC, MHMIC, MMIC, etc.
- UNIONES TIPO TEE Y UNIONES TIPO "Y".  
SON LAS MAS SIMPLES, PERO HASTA AHORA NO EXISTE UN CALCULO PRECISO DE LA MATRIZ (S). PARA LOS CIRCUITOS PLANOS QUE UTILIZAN MUCHAS UNIONES "Y" O "T" PUEDE SER IMPORTANTE TENER UNA SIMULACION DE TALES UNIONES BASADA EN EXPERIMENTOS DE APROXIMACION DE CURVAS (FITTING) O CALCULOS NUMERICOS SI POSIBLE.

## GUIAS DE ONDA TEES.

## TEE PLANO "E"

LA MATRIZ DE REPARTICION DE ESTA UNION PASIVA SIN PERDIDAS PUEDE OBTENERSE :  
DE LAS CONSIDERACIONES DE SIMETRIA.

$$S_{12} = S_{21}, S_{13} = S_{31}, S_{32} = S_{23}$$

DE LAS CONSIDERACIONES FISICAS

$$S_{12} = S_{32}$$

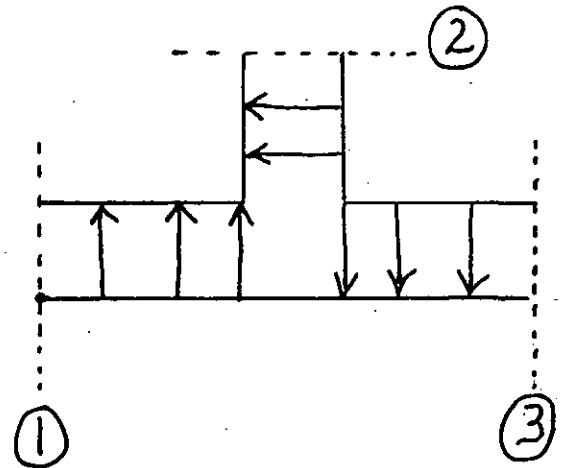
DE LAS CONSIDERACIONES FUNCIONALES

$$S_{22} = 0$$

DE AMBAS PROPIEDADES DE REPARTICION  
DE LAS MATRICES, ENCONTRAMOS LA MATRIZ

DE REPARTICION :

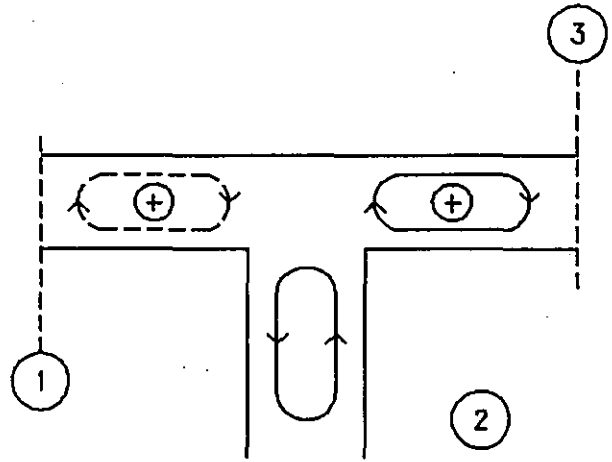
$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 1/\sqrt{2} \\ 1 & 0 & -1 \\ 1/\sqrt{2} & -1 & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix}$$



GUIAS DE ONDA TEES.

TEE PLANO "H"

LAS CONSIDERACIONES FISICAS  
IMPONEN  $S_{12} = S_{32}$ .

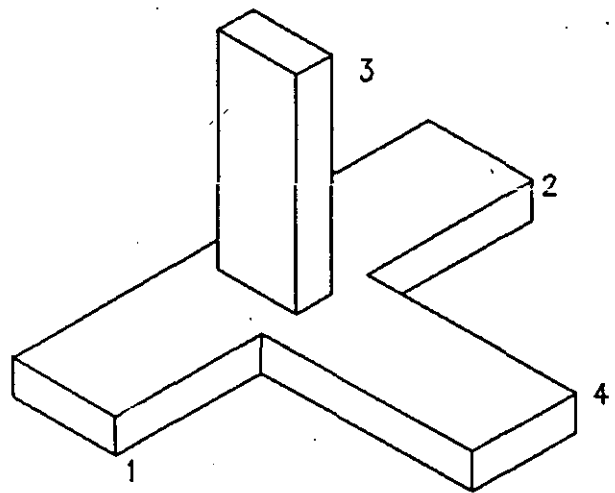


SE OBTIENE ENTONCES LA  
MATRIZ (S).

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & -1/\sqrt{2} \\ 1 & 0 & 1 \\ -1/\sqrt{2} & 1 & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix}$$

TEE MGICA  
o  
TEE HIBRIDA

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$



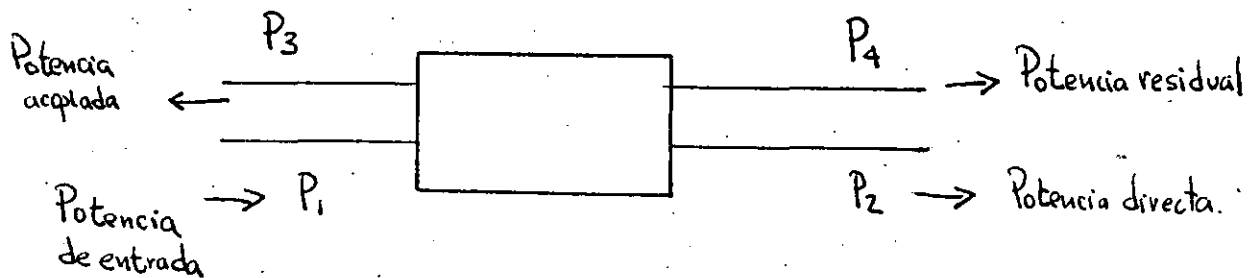


## ACOPLADORES DIRECCIONALES.

### ACOPLADORES MULTI SEGMENTOS

UN ACOPLADOR DE VARTO DE ONDA A UN SEGMENTO TIENE UN ANCHO DE BANDA LIMITADO. PARA OPERACIONES BANDA ANCHA ES NECESARIO ADICIONAR MAS SECCIONES.

CON LONGITUDES DE ONDA DE UN CUARTO DISPUESTAS EN CASCADA A LO LARGO DE LA BANDA REQUERIDA. ACOPLADORES DIRECCIONALES PUEDEN DISEÑARSE HASTA 8 SECCIONES. PAQUETES DE COMPUTADORA SOPORTAN O PERMITEN DISEÑOS UTILIZANDO DIFERENTES LINEAS DE TRANSMISION, INCLUYENDO MICROCINTA, STRIPLINE.



$$\text{FACTOR DE ACOPLAMIENTO} = 10 \log_{10} P_1/P_3 \text{ dB}$$

$$\text{PERDIDAS DE TRANSMISION} = 10 \log_{10} P_1/P_2 \text{ dB}$$

$$\text{FACTOR DE DIRECTIVIDAD} = 10 \log_{10} P_3/P_4 \text{ dB}$$

**RESONADORES.**

- LOS RESONADORES SON FABRICADOS EN CUALQUIER TIPO DE LINEA DE TRANSMISION : GUIA DE ONDA , LINEAS PLANAS O PLANARES...
- ESTOS COMPONENTES PASIVOS PUEDEN SER USADOS EN DISPOSITIVOS A UNO O VARIOS PUERTOS.
- LOS RESONADORES DE CAVIDAD HECHOS DE GUIAS DE ONDA CIRCULAR O RECTANGULAR SON EXTREMADAMENTE UTILES EN LOS KLYSTRONS.
- LOS RESONADORES LINEALES HECHOS EN GEOMETRIA PLANAR SON UTILIZADOS PARA DISEÑAR DIFERENTES OSCILADORES DE ESTADO SOLIDO.
- LOS RESONADORES PUEDEN SER USADOS COMO FILTROS.
- LOS DIVISORES DE POTENCIA Y LOS COMBINADORES DE POTENCIA DE UNA BANDA LIMITADA PUEDEN SER DISEÑADOS UTILIZANDO ESTOS DISPOSITIVOS EN UNA CONFIGURACION MULTI-PUERTOS.
- LOS RESONADORES ESTAN CARACTERIZADOS POR : LOS MODOS, LAS FRECUENCIAS DE RESONANCIA Y LOS FACTORES "Q".

## MODOS.

## UN PEQUEÑO RESUMEN.

Los modos determinan o especifican el número de variaciones de la dirección del campo en una línea de propagación o resonador de cavidad a lo largo de cada eje del sistema de coordenadas usado para describir ya sea modos de propagación o modos resonantes.

A) Modos de guía de onda: TE y TM.

TE	TEM	TM
$H_z \neq 0, E_z = 0$	$E_z = 0$ $H_z = 0$	$H_z = 0, E_z \neq 0$
↑ Posible	↑ No es posible en la guía de onda S	↑ Posible

B) LINEAS DE TRANSMISION A DOS CONDUCTORES.

TEM PURO 0

QUASI TEM

ejemplo: línea coaxial, línea microcinta (microstrip).

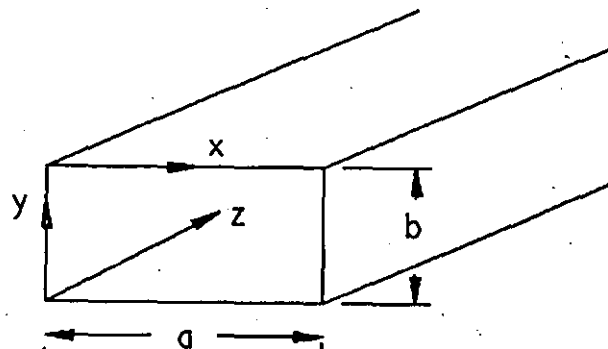
**MODOS DE PROPAGACION DE LA GUIA DE ONDA RECTANGULAR.**

Modos  $TE_{nm}$

$$E_z = 0$$

$$H_z = H_0 \cos \frac{n\pi}{a} x \cos \frac{m\pi}{b} y$$

$$X e^{i\beta_{nm}z} X e^{i\omega t}$$



$n$  = número de variaciones en dirección  $X = 1$ .

$m$  = número de variaciones en dirección  $Y = 0$ .

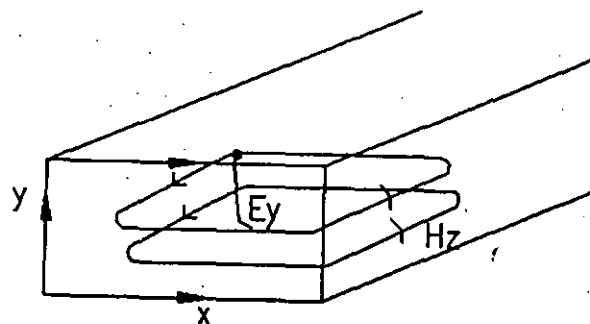
$$H_z = H_0 \cos \frac{\pi x}{a} e^{i\beta_{10}z} e^{i\omega t}$$

$TM_{nm}$

$$H_z = 0$$

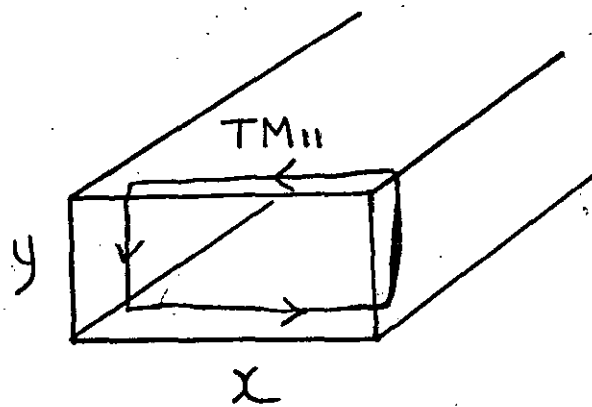
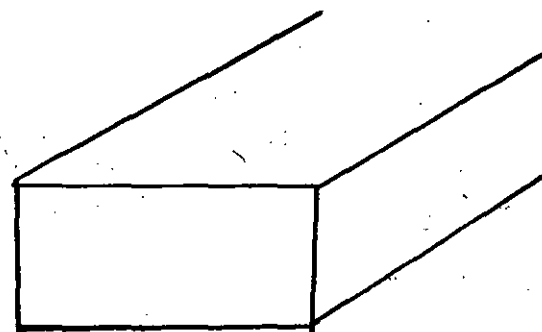
$$E_z = E_0 \sin \frac{n\pi}{a} x \sin \frac{m\pi}{b} y$$

$$X_i^{-i\beta_{nm}z} e^{i\omega t}$$



$$E_z = E_0 \sin \frac{\pi x}{a} \sin \frac{\pi y}{b}$$

$$X_i^{-i\beta_{10}z} e^{i\omega t}$$



## MODOS DE LA CAVIDAD RECTANGULAR

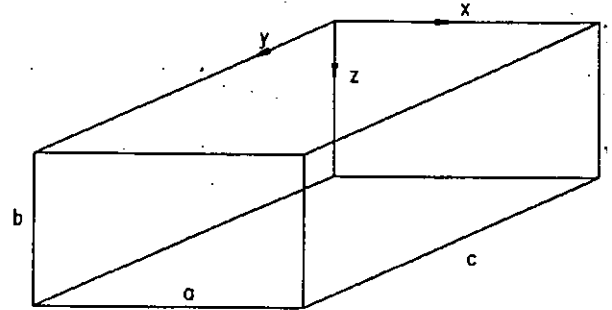
### MODOS RESONANTES.

$TE_{nmp}$

$$E_z = 0$$

$$H_z \neq 0$$

$$H_z = H_0 \cos \frac{m}{a} \pi x \cos \frac{m\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{c}$$



ejemplo: Modo  $TE_{101}$

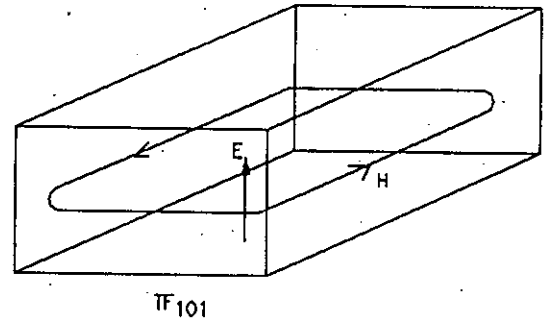
$$H_z = H_0 \cos \frac{\pi x}{a} (1) \sin \frac{\pi z}{c}$$

ejemplo: El modo  $TE_{001}$  no es posible.

$TM_{nmp}$

$$H_z = 0$$

$$E_z = E_0 \sin \frac{n\pi}{a} x \sin \frac{m\pi}{b} y \cos \frac{p\pi z}{c}$$

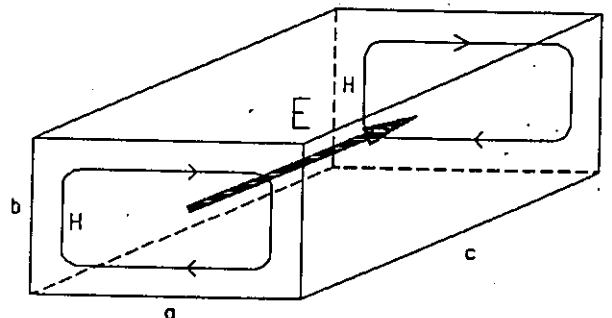


ejemplo:

Modo  $TM_{110}$

$$E_z = E_0 \sin \frac{\pi x}{a} x \sin \frac{\pi y}{b} y \quad (1)$$

ejemplo: El modo  $TM_{100}$  no es posible



**MODOS DE PROPAGACION DE LA GUIA DE ONDA CIRCULAR.**

Modos  $TE_{nm}$

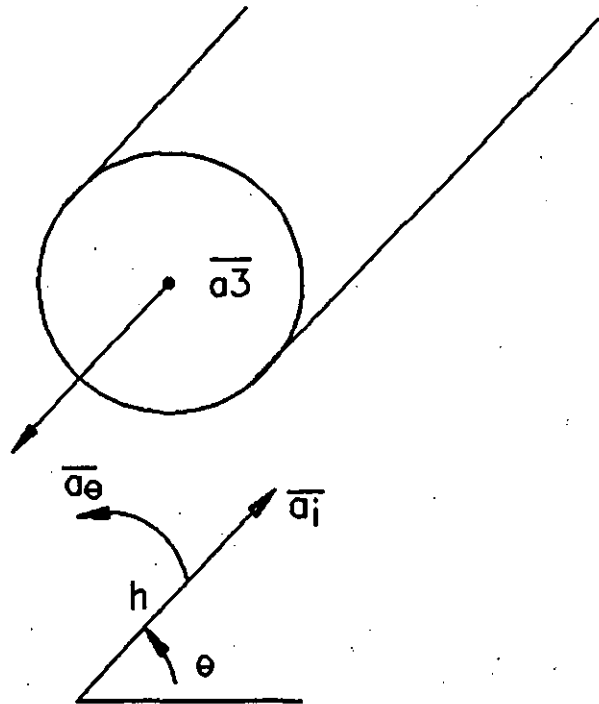
$$E_z = 0$$

$$H_z = H_0 \cos n \theta J_n (kcr) e^{jbcia} e^{im\phi} e^{i\omega t}$$

$n$  = número de variaciones en la dirección  $\theta$ .

$m$  = número de variaciones en la dirección  $r$ .

$J_n (kcr)$  = Función de Bessel del orden  $n$  y argumento  $(kcr)$ .



IMPORTANTES PUNTOS CERO DE LA FUNCION BESSEL.

$$J_0 (X) = 0 \quad n = 0$$

Roots en:

$$X_1 = 2.405 \quad m = 1$$

$$X_2 = 5.520 \quad m = 2$$

$$J_1 (X) = 0 \quad n = 1$$

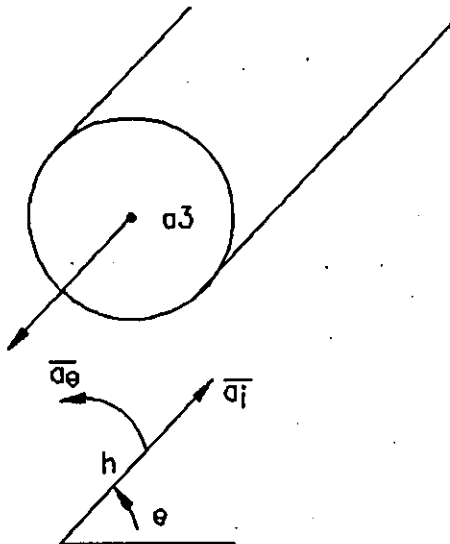
Roots en:

$$X_1 = 3.832 \quad m = 1$$

$$X_2 = 7.016 \quad m = 2$$

**MODOS DE PROPAGACION DE LA GUIA DE ONDA CIRCULAR.**

Además de los modos TE los modos TM, son posibles.



$TM_{nm}$

$$H_z = 0$$

$$E_z = E_0 J_m(kcr) \cos n\theta e^{-i\beta c t - n m z} e^{i\omega t}$$

Misma definición de  $n$  y  $m$  como para los modos  $TE_{nm}$ . De todas maneras el uso de condiciones de frontera metálicas está mejor dado por el campo  $E_z$  en los modos TM y por el campo  $E_\theta$  en los modos TE.

En ambos modos, el valor de  $Kc$  está determinado por los valores  $b_{nm}$  de una raíz de Bessel.

FUNCION:  $J_n(kc a) = 0$ . Igualmente  $kc = b_{nm}/a$

$$J_n(kca) = 0$$

i.e.  $kc = p_{nm}/a$ .

## MODOS DE CAVIDAD CIRCULAR.

## MODOS RESONANTES.

TE<sub>nm</sub> MODOS

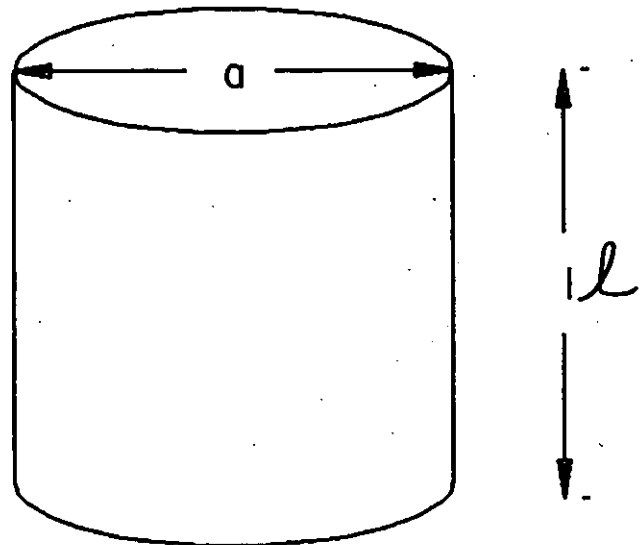
$$E_z = 0$$

$$H_z = H_0 J_n(kcr) \cos n \theta$$

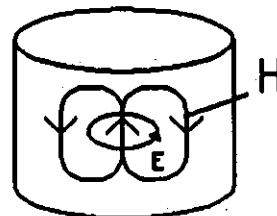
$$\text{sen } \frac{p\pi}{l} z e^{j\omega t}$$

E.G. MODO TE<sub>011</sub>

$$H_z = H_0 J_0(kcr) \text{sen } \frac{\pi z}{l} e^{j\omega t}$$



Para encontrar el valor de kc IT es necesario determinar primero la expresión para E<sub>θ</sub> y aplicar la condición de frontera: el valor de E<sub>θ</sub> dado en la siguiente página es como sigue:



$$E_{\theta} = ( ) J_0^1(kcr) \text{sen } \frac{\pi z}{l}$$

$$\therefore J_0^1(kca) = 0$$

$$\text{Entonces: } J_0^1(X) = -J_1(X) \quad kc = \frac{b_{11}}{a}$$

$$J_1(kca) = 0$$

$$\boxed{kc = 3.832/a}$$



MODOS DE LA CAVIDAD CIRCULAR.

MODOS RESONANTES.

TM<sub>nmp</sub> MODOS

$$H_z = 0$$

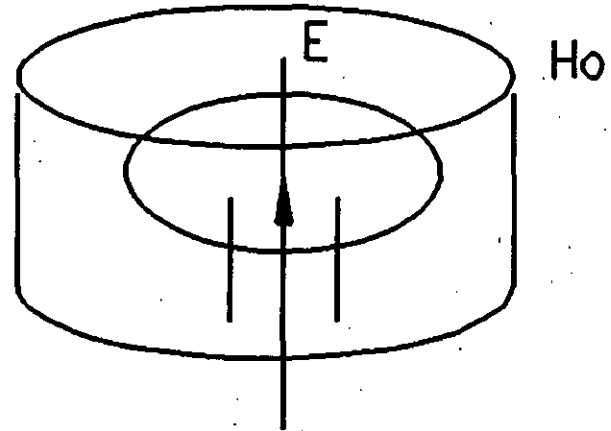
E<sub>z</sub>

$$E_z = E_0 J_n(kcr) \cos n\theta$$

$$\cos\left(\frac{p\pi}{l} z\right) e^{i\omega t}$$

E.G. MODO TM<sub>010</sub>

$$E_z = E_0 J_0(kcr)$$



Los componentes de campo restantes se calculan a partir de las ecuaciones de Maxwell utilizando solamente los valores conocidos de E<sub>z</sub> y H<sub>z</sub>. Los resultados generales están RESUMIDOS en las siguientes páginas. En el caso presente encontramos que:

$$H_\theta = \left(\frac{j\omega\epsilon a}{\rho_{01}}\right) J_0'\left(\frac{\rho_{01} R}{a}\right)$$

$$H_\theta = \frac{-j\omega\epsilon a}{\rho_{01}} J_1\left(\frac{\rho_{01} R}{a}\right)$$

Y todos los otros componentes de campo = 0

EXPRESIONES GENERALES DE CAMPO DE LAS PROPAGACIONES  
DE GUIAS DE ONDA CIRCULAR Y RECTANGULAR  
BASADAS EN LOS CAMPOS CONOCIDOS  $E_z$  O  $H_z$   
COMO DERIVADAS DE LA DEFINICION DEL MODO DE PROPAGACION.

TE ONDAS (CIRCULAR)	TM ONDAS (CIRCULAR)
$H_z = DJ_n(K_c r) \cos n\theta$ $x e^{-j\beta z} e^{j\omega t}$ $\beta^2 = K_t^2 - K_c^2$ $K_t^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 = \omega^2 \mu \epsilon$ $H_n = \frac{-j\beta}{K_c} DJ_n'(K_c r) \cos n\theta$ $H_\theta = \frac{j\beta n}{K_c^2 r} DJ_n(K_c r) \sin n\theta$	$E_z = D' J_n(K_c r) \cos n\theta$ $x e^{-j\beta z} e^{j\omega t}$ $\beta^2 = K_c^2 - K_t^2$ $K_t^2 = \omega^2 \mu \epsilon = (2\pi/\lambda_0)^2$ $E_n = \frac{-j\beta}{K_c} D' J_n'(K_c r) \cos n\theta$ $E_\theta = \frac{j\beta n}{K_c^2 r} D' J_n(K_c r) \sin n\theta$
(RECTANGULAR)	(RECTANGULAR)
$H_z = H_0 \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b}$ $H_x = \frac{j\beta}{K_c^2} \frac{m\pi}{a} H_0 \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b}$ $H_y = \frac{j\beta}{K_c^2} \frac{n\pi}{b} H_0 \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b}$ $E_x = Z_{TE} H_y \quad \text{y} \quad E_y = -Z_{TE} H_x$	$E_z = E_0 \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b}$ $E_x = \frac{-j\beta}{K_c^2} \frac{n\pi}{b} E_0 \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b}$ $E_y = \frac{-j\beta}{K_c^2} \frac{m\pi}{a} E_0 \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b}$ $H_x = -E_y / Z_{TM} \quad \text{y} \quad H_y = E_x / Z_{TM}$
	$K_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$

EXPRESIONES GENERALES DE CAMPO DE LAS CAVIDADES  
CIRCULARES BASADAS EN LOS CAMPOS CONOCIDOS  $E_z$  O  $H_z$   
COMO DERIVADAS DE LA DEFINICION DEL MODO DE RESONANCIA.

## MODOS TE

## CAVIDADES CIRCULARES

$$H_z = H J_n \left( \frac{p_{nm}}{b} \right) \cos n\theta \sin \frac{p\pi z}{l} e^{j\omega t}$$

$$H_R = \frac{p\pi}{l} \frac{b}{q_{nm}} H J_n' \left( \frac{q_{nm}^R}{b} \right) \cos n\theta$$

$$\times \cos \frac{p\pi z}{l}$$

$$H_\theta = -\frac{p\pi}{l} \frac{nb^2}{r q_{nm}^2} H J_n \left( \frac{q_{nm}^R}{b} \right) \sin n\theta$$

$$\times \cos \frac{p\pi z}{l}$$

$$E_R = \frac{j\omega \mu b^2 n}{r q_{nm}^2} H J_n \left( \frac{q_{nm}^R}{b} \right) \sin n\theta$$

$$\times \sin \frac{p\pi z}{l}$$

$$E_\theta = \frac{j\omega \mu b}{q_{nm}} H J_n' \left( \frac{q_{nm}^R}{b} \right) \cos n\theta$$

$$\times \sin \frac{p\pi z}{l}$$

## MODOS TM

## CAVIDADES CIRCULARES

$$E_z = E J_n \left( \frac{p_{nm}}{b} \right) \cos n\theta \cos \frac{p\pi z}{l} e^{j\omega t}$$

$$E_R = -\frac{p\pi}{l} \frac{b}{p_{nm}} E J_n' \left( \frac{p_{nm}^R}{b} \right) \cos n\theta \sin \frac{p\pi z}{l}$$

$$E_\theta = \frac{p\pi}{l} \frac{\mu b^2}{r p_{nm}^2} E J_n \left( \frac{p_{nm}^R}{b} \right) \sin n\theta \sin \frac{p\pi z}{l}$$

$$H_R = -\frac{j\omega \epsilon b^2 n}{r p_{nm}^2} E J_n \left( \frac{p_{nm}^R}{b} \right) \sin n\theta \cos \frac{p\pi z}{l}$$

$$H_\theta = -\frac{j\omega \epsilon b}{p_{nm}} E J_n' \left( \frac{p_{nm}^R}{b} \right) \cos n\theta \cos \frac{p\pi z}{l}$$

## CAVIDADES RECTANGULARES

$$H_z = H \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{l}$$

$$H_y = -H \frac{n\pi}{b} \frac{p\pi}{l k_c^2} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \times \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{l}\right)$$

$$H_x = -\frac{H}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \frac{p\pi}{l} \sin(\ ) \times \cos(\ ) \cos(\ )$$

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} H \cos(\ ) \sin(\ ) \sin(\ )$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} H \sin(\ ) \cos(\ ) \sin(\ )$$

## CAVIDADES RECTANGULARES

$$E_z = E \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{l}$$

$$E_x = -E \frac{m\pi}{a} \frac{p\pi}{l k_c^2} \sin(\ ) \cos(\ ) \sin(\ )$$

$$H_x = j \frac{\omega\epsilon}{k_c^2} \frac{m\pi}{b} E \sin(\ ) \cos(\ ) \cos(\ )$$

$$E_y = -E \frac{n\pi}{b} \frac{p\pi}{l k_c^2} \sin(\ ) \cos(\ ) \sin(\ )$$

$$H_y = -\frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} E \cos(\ ) \sin(\ ) \cos(\ )$$

**RESONADORES RECTANGULARES**  
 LA FRECUENCIA DE RESONANCIA PUEDE OBTENERSE DE  
 LA CONSTANTE DE PROPAGACION DE UNA GUIA DE ONDA RECTANGULAR  
 PROPAGANDO LOS MODOS  $TE_{mn}$  o  $TM_{mn}$ , dado como sigue:

$$\beta_{mn} = \sqrt{\frac{\omega^2}{c^2} - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

donde  $a$  y  $b$  SON EL ANCHO Y LA ALTURA

CONDICION DE RESONANCIA

$$Bl = p\pi$$

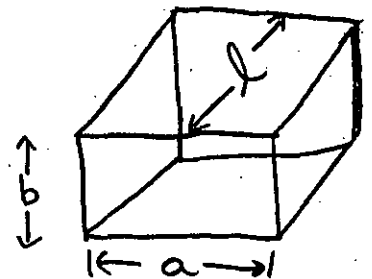
FRECUENCIA DE RESONANCIA

$$f_R \Big|_{\substack{TE_{mnp} \\ TM_{mnp}}} = \frac{c\epsilon}{2} \left[ \left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2 \right]^{1/2}$$

donde  $l$  ES LA LONGITUD

$c\epsilon$  = VELOCIDAD DE LA LUZ EN UN MEDIO DE PERMITIVIDAD  
 $\epsilon_0 \epsilon_r$

$$= c_0 / \sqrt{\epsilon_r}$$



RESONADORES CILINDRICOS.  
 LA FRECUENCIA DE RESONANCIA PUEDE TAMBIEN OBTENERSE  
 DE LA CONDICION DE RESONANCIA

$$\beta l = \pi$$

PARA  $TE_{nmp}$  MODOS

$$l_R = \frac{c_e}{2} \left[ \frac{q_{nm}^2}{(\pi b)^2} + \frac{b^2}{l^2} \right]^{1/2}$$

donde  $c_e$  ES LA VELOCIDAD DE LA LUZ.

$q_{nm}$  ES LA RAIZ DE ORDEN  $m$  DE LA DERIVADA DE  
 LA FUNCION BESSEL DE ORDEN  $n$ .

PARA  $TM_{mmp}$  MODOS

$$l_R = \frac{c_e}{2} \left[ \frac{p_{mm}^2}{(\pi b)^2} + \frac{b^2}{l^2} \right]^{1/2}$$

DONDE  $p_{mm}$  ES LA RAIZ  $m$  DE LA FUNCION BESSEL  
 DE ORDEN  $n$ .

### RESONADOR FACTOR $Q_0$ .

LOS FACTORES  $Q$  DE LOS RESONADORES RECTANGULAR O CILINDRICO O CUALQUIER OTRO RESONADOR ESTA DETERMINADO COMO SIGUE:

$$Q_0 = \omega_R W_E / P_{\text{perdidas}}$$

DONDE  $\omega_R$  REPRESENTA LA FRECUENCIA RESONANTE EN RADIANES.

$W_E$  ES LA ENERGIA ALMACENADA EN LA CAVIDAD y

$P_{\text{perdidas}}$  SON LAS PERDIDAS TERMICAS EN LAS PAREDES DE LA CAVIDAD RESULTAN TES DE LA CORRIENTE EN LAS PAREDES y DE LA PERDIDAS CONDUCTIVAS DEL MATERIAL DE LAS PAREDES.

EL FACTOR DE CALIDAD  $Q_0$  ES TAMBIEN UNA MEDIDA DEL DEL ANCHO DE BANDA DE ESTE COMPONENTE MICROONDAS ENCONTRADO EN MUCHOS DISPOSITIVOS INCLUYENDO KLYSTRONS, ETC.

### CALCULO DEL FACTOR $Q_0$ .

PARA CALCULAR  $Q_0$  ES NECESARIO CONOCER LAS EXPRESIONES EXACTAS DE LOS CAMPOS ELECTRICO Y MAGNETICO EXCITADOS DENTRO DE LA CAVIDAD POR CUALQUIER MODO DE EXCITACION.

A PARTIR DE UN VALOR  $Q_0$  DEFINIDO LOS PASOS SIGUIENTES PUEDEN SEGUIRSE PARA CALCULAR  $Q_0$ .

- 1) DE LA DEFINICION DEL MODO DETERMINAR EL VALOR DE  $f_r$  PARA CUALQUIER CAVIDAD.
- 2) DE LAS EXPRESIONES DE CAMPO CONOCIDAS DETERMINAR TODAS LAS SUPERFICIES DE LA CAVIDAD QUE TIENEN  $H = 0$ , SUPERFICIE METALICA; ejemplo  $H_\theta, H_r$  y  $H_z$  COORDENADAS CILINDRICAS y  $H_x, H_y$  y  $H_z$  COORDENADAS RECTANGULARES.
- 3) CALCULAR TODAS LAS PERDIDAS DE SUPERFICIE =  $\iint \frac{1}{2} R_s |H_t|^2 d_s$
- 4) CALCULAR LA ENERGIA ALMACENADA  $\iiint \frac{1}{2} \epsilon |E|^2 dV$



### RESULTADOS DEL FACTOR $Q_0$ .

EL  $Q_0$  DE UN RESONADOR DE CAVIDAD ES DEPENDIENTE DE LAS DIMENSIONES DE LA CAVIDAD, EL MATERIAL PRESENTE Y EL MODO RESONANTE ESPECIFICADO POR LA OPERACION.

#### CAVIDAD RECTANGULAR

EL FACTOR  $Q_0$  DE LA RESONANCIA  $TE_{101}$  ESTA DADO POR:

$$Q_0 = \pi \frac{\mu_0 \sigma \delta}{4} \left[ \frac{2b (a^2 + l^2)^{3/2}}{al (a^2 + l^2) + 2b (a^3 + l^3)} \right]$$

donde  $n_e = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}}$

$\epsilon$  = PERMITIVIDAD DEL MATERIAL AGREGADO A LA CAVIDAD.

$\sigma$  = CONDUCTIVIDAD DE PAREDES

$\delta$  = PROFUNDIDAD PIEL DE LAS PAREDES  
 $= 1 / \sqrt{\mu f \sigma}$

$\mu$  = PERMITIVIDAD DE TODOS LOS MATERIALES

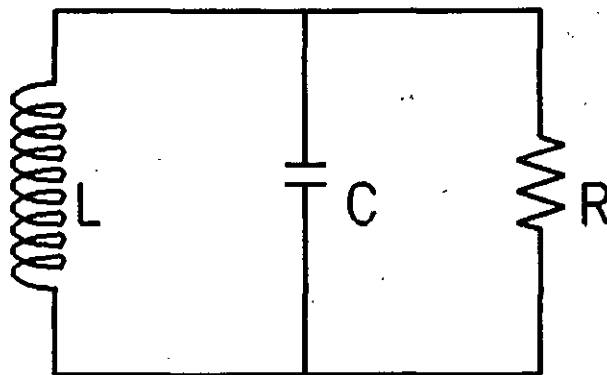
$a$ ,  $b$ , y  $l$  son las dimensiones de la cavidad.

FACTOR DE CALIDAD  $Q_L$  Y  
CIRCUITO EQUIVALENTE DE CAVIDAD U OTRO RESONADOR.

CIRCUITO RESONANTE EQ.

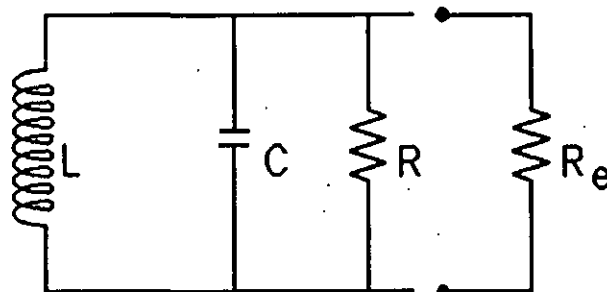
$$\omega_0^2 LC = 1$$

$$Q_0 = \omega CR = \omega L/R$$



CAVIDAD ACOPLADA A UN CIRCUITO EXTERNO.

CIRCUITO RESONANTE  
EQUIVALENTE



FACTOR Q CARGADO

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_E}$$

donde  $Q_E = \frac{W_R U_E}{P}$

$$Q_L = \frac{W_R U_E}{P_{CAVIDAD} P_{EXT}}$$

**COMPONENTES ACTIVOS.****KLYSTRON.**

EL KLYSTRON ES USADO TANTO COMO AMPLIFICADOR COMO OSCILADOR.

ESTE DISPOSITIVO TIENE UNA BANEA LIMITADA ( $\approx 10\%$ ) PERO PUEDE CUBRIR UN RANGO DE FRECUENCIA AMPLIO  $< 1 \text{ GHz}$  A  $> 100 \text{ GHz}$  Y UN RANGO AMPLIO DE POTENCIA DE SALIDA DE WATTS HASTA CIENTOS DE MEGAWATTS EN MODOS PULSADOS. EL KLYSTRON PRESENTA UN BUEN AISLAMIENTO ENTRE LOS PUERTOS DE ENTRADA Y SALIDA.

ADEMAS EL ESPECTRO DE SALIDA ES RELATIVAMENTE BUENO COMPARADO A OTROS DISPOSITIVOS QUE NO OPERAN CON CAVIDADES RESONANTES.

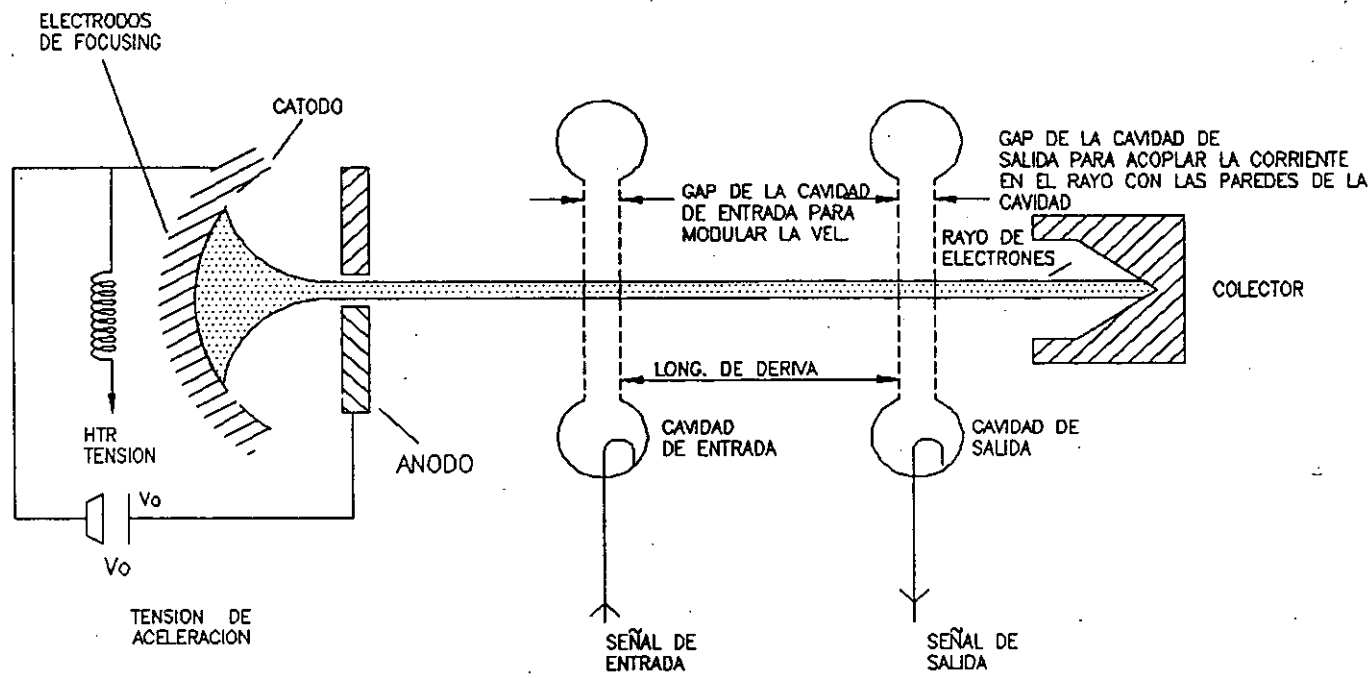
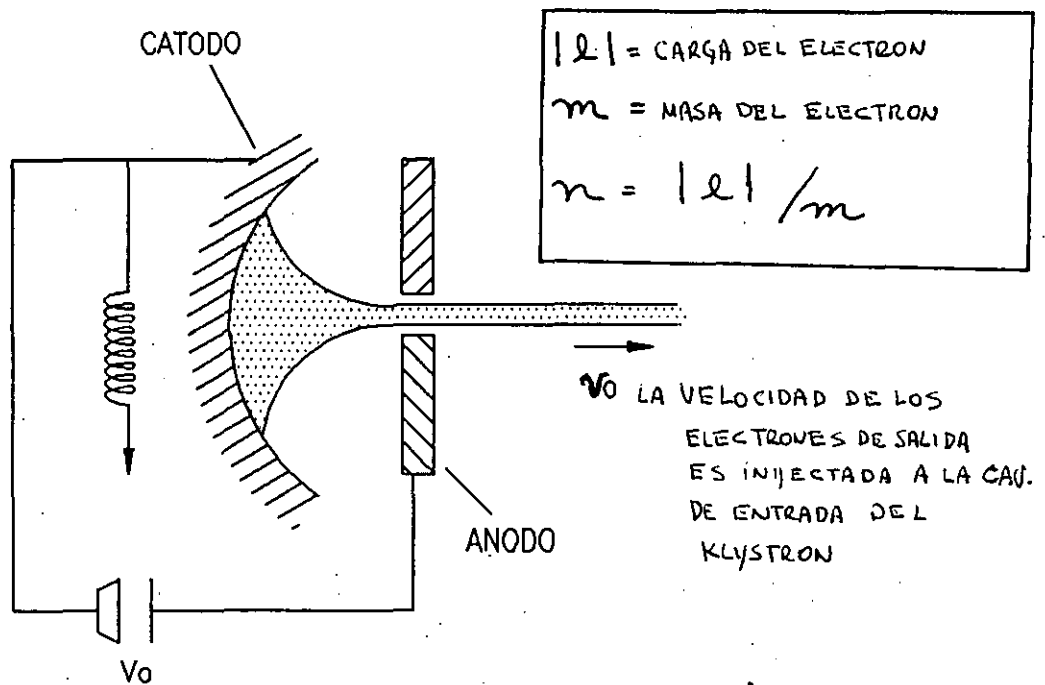


DIAGRAMA ESQUEMATICO DE UNA DOBLE CAVIDAD DE AMPLIFICADOR KLYSTRON  
FUNCIONES DEL DISPOSITIVO EN VACIO  $\approx 10^{-7}$  TOR

## KLYSTRON.

## CAÑÓN ELECTRONICO.



$$\frac{1}{2} m v_0^2 =$$

ENERGIA CINETICA DE LOS ELECTRONES A LA SALIDA DE LA APERTURA DEL

$$|e| V_0 =$$

ANODO.

CAIDA EN LA ENERGIA POTENCIAL DE LOS ELECTRONES VIAJANDO DEL CATODO A LA SALIDA DEL ANODO.

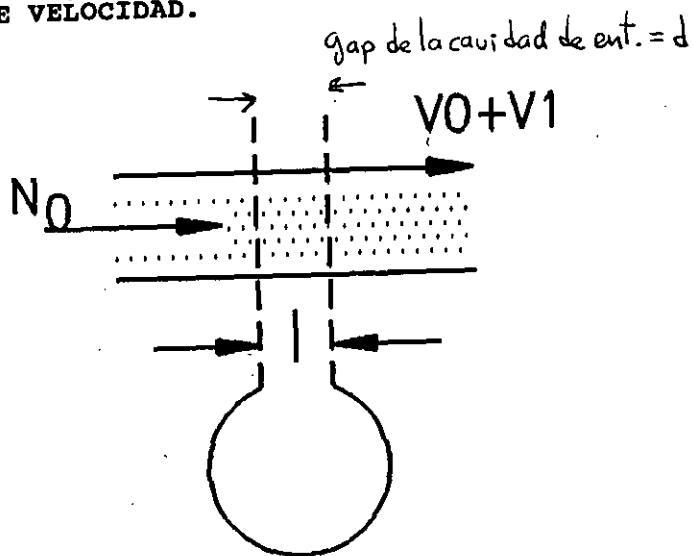
$$\frac{1}{2} m v_0^2 = |e| V_0$$

$$v_0 = \sqrt{2nV_0} = 6 \times 10^5 \sqrt{V_0} \text{ m/s}$$

PARA  $V_0 = 10 \text{KV}$        $v_0 = \frac{1}{10} c_0$

## KLYSTRON.

## MODULACION DE VELOCIDAD.



$$E = E_0 \text{ sen } \omega t$$

$v(t)$  = VELOCIDAD DE LOS ELECTRONES DESPUES DE LA ACELERACION POR EL CAMPO ELECTRICO  $E$  del GAP.

$$\frac{1}{2} m (v_0 + v_1)^2 = |e| [E_0 d \text{ sen } \omega t + V_0]$$

$$\left(1 + \frac{v_1}{v_0}\right)^2 = \frac{2n}{2nV_0} [V_0 + E_0 d \text{ sen } \omega t]$$

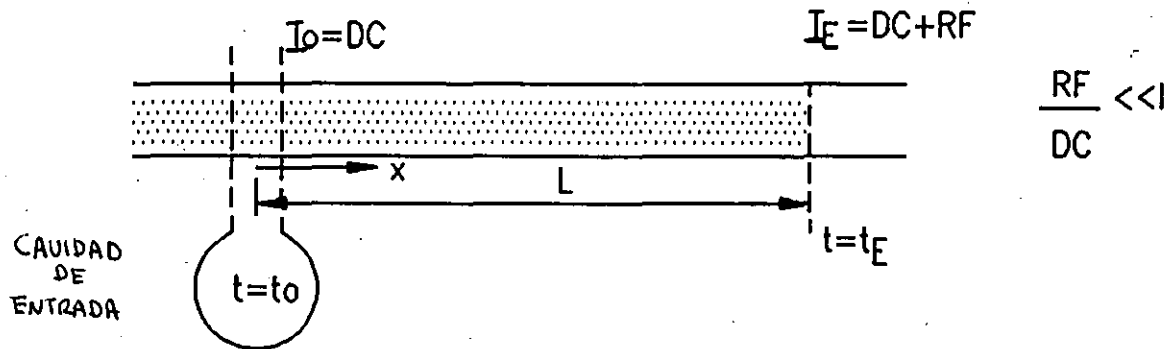
$$\left(1 + \frac{v_1}{v_0}\right) = \left[1 + \frac{E_0 d}{V_0} \text{ sen } \omega t\right]^{1/2}$$

$$\frac{v_1}{v_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_0 d}{V_0} \text{ sen } \omega t$$

$$v_1 = \frac{v_0}{2} \frac{E_0 d}{V_0} \text{ sen } \omega t$$

MODULACION DE VELOCIDAD POR SEÑAL

**MODULACION DE CORRIENTE  
DEL HAZ DE ELECTRONES SIGUIENDO LA MODULACION DE VELOCIDAD  
POR LA CAVIDAD DE ENTRADA DEL KLYSTRON.**



$I_0$  = CORRIENTE TOTAL EN  $x=0$  AL TIEMPO  $t_0$

$I_E$  = CORRIENTE TOTAL EN  $x=L$  AL TIEMPO  $t_E$

donde  $t_E - t_0 = L / v(t) = \frac{L}{v_0} \left( 1 + \frac{E_{od}}{2V_0} \sin \omega t_0 \right)^{-1}$

$v(t_0)$  = VELOCIDAD DE ELECTRONES EN  $x=0$ ,  $t=t_0$

DE LA CONSERVACION DE CARGA

$$I_0 dt_0 = I_E dt_E$$

$$I_E = I_0 dt_0 / dt_E$$

$E_{od} \ll V_0$

SOLAMENTE  
SEÑAL PEQUEÑA

$$\frac{dt_E}{dt_0} = 1 - \frac{\omega L}{v_0} \frac{E_{od}}{2V_0} \cos \omega t_0$$

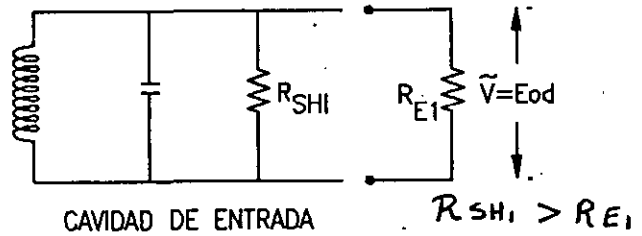
$$I_E = I_0 \left( 1 - \frac{\omega L}{v_0} \frac{E_{od}}{2V_0} \cos \omega t_0 \right)^{-1}$$

$$I_E = \underbrace{I_0}_{\text{DC}} + \left[ \frac{I_0 \omega L}{v_0} \frac{E_{od}}{2V_0} \cos \omega t_0 \right] \rightarrow \text{RF corriente}$$

GANANCIA EN POTENCIA DEL KLYSTRON  
 PARA MAXIMO ACOPLAMIENTO (B=1).  
 ENTRE HAZ Y CAVIDAD.

$[\tilde{V}/V_0 \ll 1]$  TEORIA SENAL PEQUEÑA

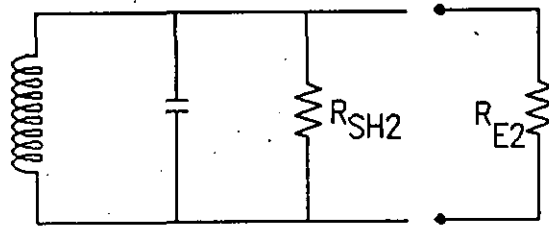
Potencia de entrada =  $P_{in} = \frac{\tilde{V}^2 (R_{SH1} + R_{E1})}{2 R_{SH1} \times R_{E1}} = \frac{E_0^2 d^2 (R_{SH1} + R_{E1})}{R_{SH1} \times R_{E1}}$



$$P_{in} = \frac{V^2}{2 R_{E1}}$$

$$I_0 \frac{WL}{V_0} \frac{E_{od}}{2V_0} \cos \omega t_0 = I_{RF} \text{ corriente para } \beta=1$$

$$G = \frac{P_o}{P_{in}} = I_0^2 \left( \frac{WL}{V_0} \right)^2 \frac{R_{E2}}{4V_0^2} R_{E1}$$



CAVIDAD DE SALIDA

Potencia de Salida =  $\left( \frac{1/R_{E2}}{1/R_{E2} + 1/R_{SH2}} \right) \left( \frac{R_{SH2} R_{E2}}{R_{SH2} + R_{E2}} \right) \frac{I_{RF}^2}{2}$

si  $R_{SH2} > R_{E2}$   $P_o = \frac{R_{E2} R_{SH2}}{R_{E2} (R_{SH2} + R_{E2})} \frac{R_{SH2} R_{E2}}{R_{SH2} + R_{E2}} \frac{I_{RF}^2}{2}$

$$P_o = \frac{I_0^2}{2} \left( \frac{WL}{V_0} \right)^2 \left( \frac{E_{od}}{2V_0} \right)^2 R_{E2}$$

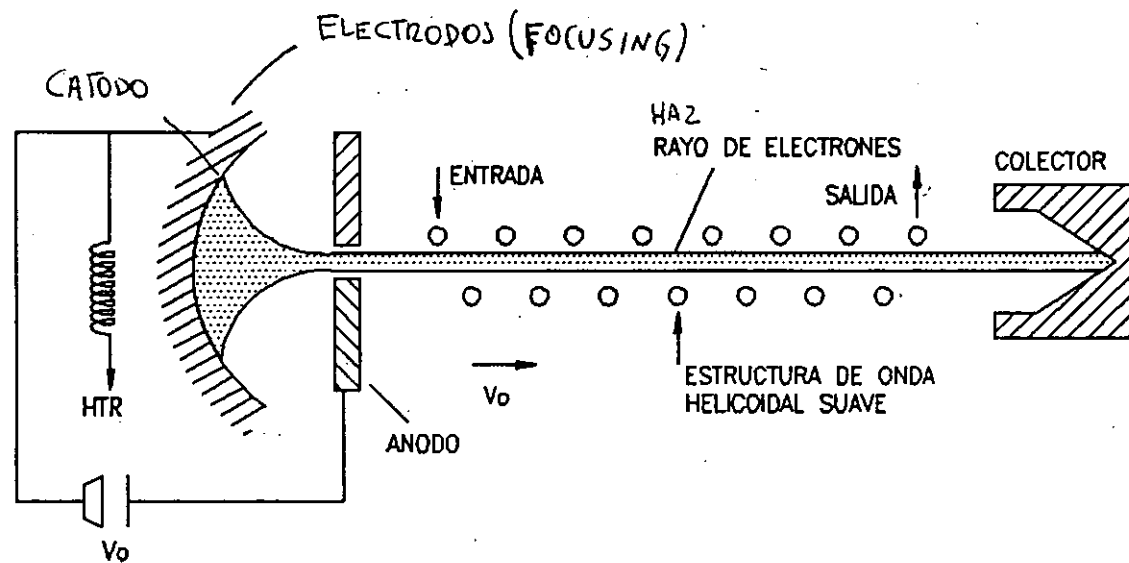


**TUBOS DE ONDA VIAJERA (TWT).**

LOS TWT HAN JUGADO UN PAPEL MUY IMPORTANTE EN LAS COMUNI-  
CACIONES MICROONDAS EN LOS ULTIMOS CUARENTA AÑOS Y ELLOS  
AUN REALIZAN FUNCIONES UNICAS EN LAS COMUNICACIONES VIA  
SATELITE DONDE SIN EMBARGO <sup>REQ SIST. DE</sup> POTENCIA ALTA Y BANDA ANCHA  
ACOPLADOS CON DISTORSIONES AM-PM SON IMPORTANTES.

LAS PRINCIPALES DESVENTAJAS DE UN TWT COMPARADO  
A UN SSPA SON SUS ALTOS VOLTAJES DE OPERACION (3KV)  
Y SU TIEMPO DE VIDA LIMITADO ( $> 20,000$  MTBF).

SIN EMBARGO SU ALTA GANANCIA (60dB), BANDA ANCHA  
(OCTAVAS) Y BAJO RUIDO LO COMPARAN A LOS IMPATTS.



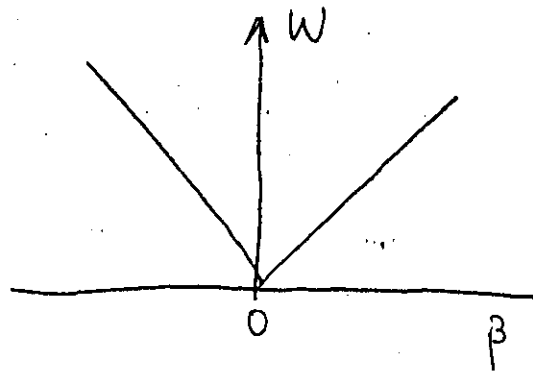
UN TWT OPERA COMO UN AMPLIFICADOR CUANDO LA VELOCIDAD DEL HAZ DE ELECTRONES  $V_0$  ESTA SINCRONIZADA CON LA VELOCIDAD DE FASE  $V_{PH}$  DE LAS ONDAS VIAJERAS "SLOW" EN LA ESTRUCTURA HELIX.

**ONDAS LENTAS.**  
(SLOW WAVES)

ONDAS PROPAGANDOSE EN UN MEDIO EN EL CUAL LA VELOCIDAD DE FASE ES INFERIOR A LA VELOCIDAD DE LA LUZ EN EL VACIO ( $c_0$ ) SON LLAMADAS ONDAS LENTAS. EN UN TWT LA VELOCIDAD DE FASE DE TALES ONDAS DEBE SER DEL ORDEN DE  $c_0/10$  DE TAL FORMA QUE EL VOLTAJE DE ACELERACION DE ELECTRONES SE ENCUENTRE EN EL ORDEN DE VARIOS KILOVOLTS.

LOS DIAGRAMAS  $\omega$ - $\beta$  SON MUY CONVENIENTES PARA COMPRENDER Y EVALUAR UNA SWS (SLOW WAVE STRUCTURE).

UN CONDUCTOR PUEDE REPRESENTARSE POR EL DIAGRAMA  $\omega$ - $\beta$  SIGUIENTE



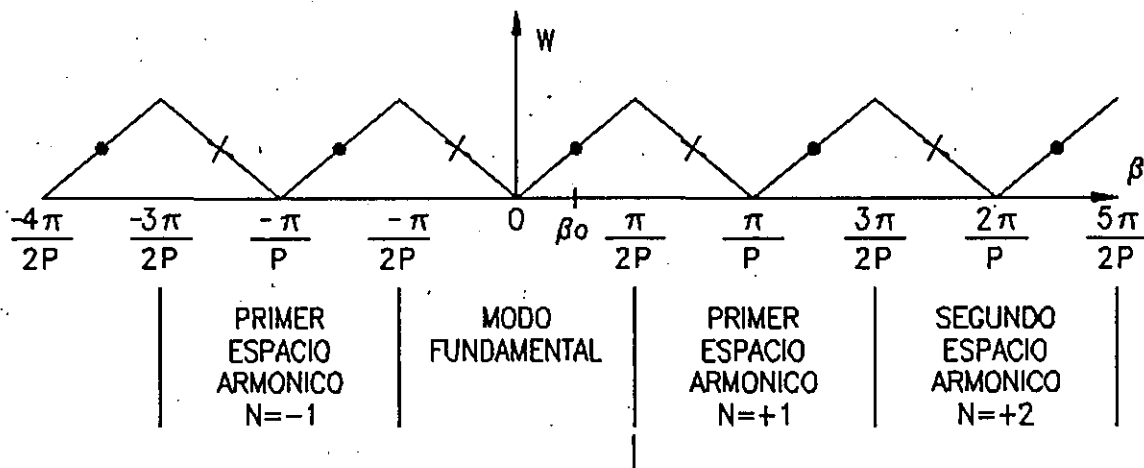
$$\omega/\beta = v_{0H}$$

$$d\omega/d\beta = v_g$$

$$\omega/\beta = \frac{d\omega}{d\beta}$$

EN UNA ESTRUCTURA PERIODICA COMO EN EL HELIX, EL DIAGRAMA  $\omega$ - $\beta$  TAMBIEN ES PERIODICO.

DEFINICION DE TERMINOLOGIA EN  
DIAGRAMAS PERIODICOS w-β.



MODO

$$\frac{w}{\beta} > 0$$

$$\frac{dw}{d\beta} > 0$$

$\beta = \beta_0$  Modo Fundamental

$\beta = \beta_0 + \frac{\pi}{P}$  Primer Espacio Harmonic  $N=1$

$\beta = \beta_0 + \frac{2\pi}{P}$  Segundo Espacio Harmonic  $N=2$

$$\frac{w}{\beta} < 0$$

$$\frac{dw}{d\beta} > 0$$

$\beta = \beta_0 - \frac{\pi}{P}$  Primer Espacio Harmonic  $N=-1$

$\beta = \beta_0 - \frac{2\pi}{P}$  Segundo Espacio Harmonic  $N=-2$

$\beta = \beta_0 - \frac{3\pi}{P}$

Modos X  $dw/d\beta < 0$

Para unos Modos =  $w/\beta > 0$  o  $< 0$

### ESTRUCTURAS PERIODICAS.

LA CONSTANTE DE PROPAGACION  $\beta_N$  DE ONDAS ESTA DADA A UNA FRECUENCIA DADA EN LA DANDA POR:

$$\beta_N = \beta_0 + \frac{2\pi N}{P} \quad N = 0, 1, 2, \dots$$

ESTAS CONSTANTES DE PROPAGACION REPRESENTAN TODAS LAS ONDAS POSIBLES PROPAGANDO POTENCIA YA SEA EN LA DIRECCION  $+|v|$  O  $-|v|$ .

### IMPEDANCIA DE INTERACCION R

LA RELACION ENTRE LA POTENCIA P PRESENTE EN UN SWS Y LA AMPLITUD DEL CAMPO ELECTRICO  $E_z$  GENERADO A LO LARGO DE LA DIRECCION Z (DIRECCION DE PROPAGACION E INTERACCION)

ESTA DADO COMO SIGUE PARA CUALQUIER ARMONICA ESPACIAL DADA.

$$K_N E_z^2 / 2 \beta_N^2 P$$

**ESTRUCTURAS PERIODICAS.****ANCHO DE BANDA**

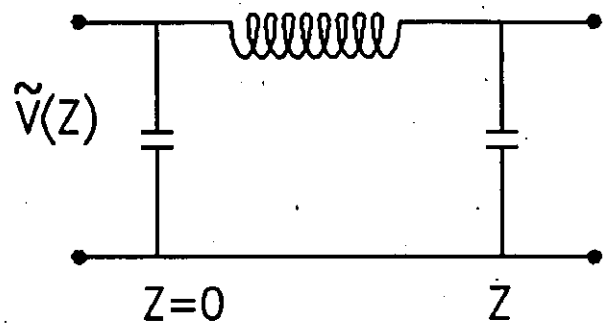
LA BANDA DE OPERACION DE UN TWT PUEDE DETERMINARSE A PARTIR DE LOS DIAGRAMAS  $W-\beta$ . LA BANDA CUBRE EL RANGO DE FRECUENCIA EN EL CUAL  $W/\beta \sim cte.$  Y LOS SIGNOS DE  $W/\beta$  Y  $dW/d\beta$  SON LOS MISMOS.

**MODOS DE INTERFACE.**

que un punto de operacion ES ALCANZADO

TUBO DE ONDA.

$$\tilde{V}(z) = \tilde{V}(0)e^{-j\beta_0 z} e^{j\omega t}$$



$$\tilde{V}(z) = \tilde{V}(0)e^{-\Gamma z} e^{j\omega t}$$

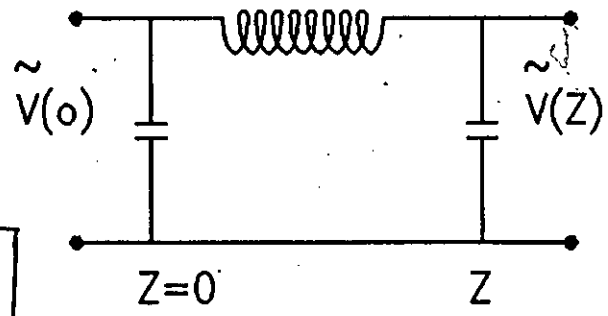
$$v_0 = \omega / \beta_0$$

$$\text{para } \frac{\omega}{\beta_0} \approx v_0$$

PUEDA DEMOSTRARSE QUE (GANDHI CH. 11)

$$\Gamma = \Gamma_1, \Gamma_2, \text{ y } \Gamma_3$$

donde



$$\Gamma_1 = j\beta_0 c \delta_1$$

$$\Gamma_2 = j\beta_0 c \delta_2$$

$$, j\beta_0 c \delta_3$$

$$\delta_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{j}{2}$$

$$\delta_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{j}{2}$$

$$\delta_3 = j$$

donde  $c^3 = KI_0 / V_0^4$

## TUBO DE ONDA VIAJERA.

DE LAS 3 posibles SOLUCIONES DE  $\Gamma$ ,  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$  y  $\Gamma_3$  solo  $\Gamma_1$  PROVEE UNA ONDA QUE AUMENTA CON LA DISTANCIA  $z$ .

LA AMPLITUD DE LA ONDA QUE CREECE ESTA DADA POR:

$$\tilde{V}(z) = \frac{\tilde{V}(0)}{3} e^{-j\beta_e z + \beta_e c \delta_1 z} e^{i\omega t}$$

SE OBSERVA QUE:

$$\beta_e c \delta_1 z = \beta_e c \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{j}{2} \right) z$$

$$|\tilde{V}(z)| = \frac{\tilde{V}(0)}{3} e^{\beta_e c \frac{\sqrt{3}}{2} z}$$

LA GANANCIA EN POTENCIA DESPUES LA DISTANCIA  $L$ :

$$G_p = \left| \frac{\tilde{V}(L)}{\tilde{V}(0)} \right|^2 = \frac{1}{9} e^{\beta_e c \sqrt{3} L}$$

$$G_p(\text{dB}) = 10 \log_{10} \frac{1}{9} e^{\beta_e c \sqrt{3} L}$$

$$G_p = (-9.54 + 47 \text{ cN}) \text{ dB}$$

$$\text{donde } \beta_e = \beta_0 \text{ y } \beta_0 L = 2\pi N$$



## TUBO DE ONDA VIAJERA.

Ejemplo DE CALCULO para  $N=10$ 

$$K = 200 \quad I = 200 \text{ mA} \quad V_0 = 10,000 \text{ V.}$$

$$C = 0.1$$

$$G_p = -9.54 + 47 (0.1) (10) \text{ dB}$$

$$= -10 + 47 = \underline{\underline{37 \text{ dB}}} \leftarrow$$

para  $N=15$ 

$$G_p = -10 + 70 = \underline{\underline{60 \text{ dB}}} \leftarrow$$

$$\text{si } \frac{\omega}{\beta_0} = \sqrt{2nV_0} = 6 \times 10^5 \sqrt{V_0} \text{ m/s}$$

$$\frac{\omega}{\beta_0} = 6 \times 10^5 \times 100 \text{ m/s}$$

$$y \quad \omega = 2\pi \times 5 \times 10^9$$

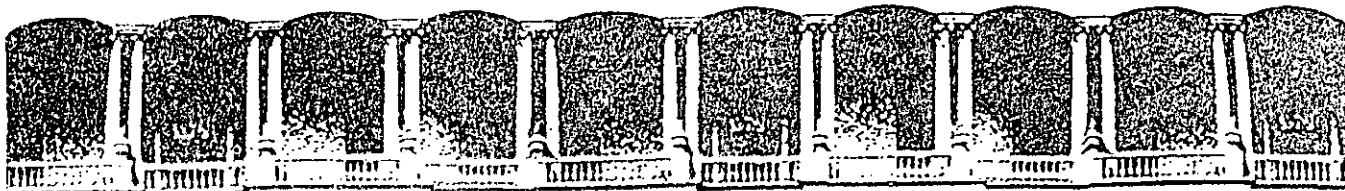
$$\beta_0 = \frac{2\pi \times 5 \times 10^9 \text{ m}^{-1}}{6 \times 10^7} \quad \underline{\underline{+ 56 \text{ Hz}}} \leftarrow$$

$$\lambda_g = (2\pi / 2\pi \times 5 \times 10^9) \times 6 \times 10^7$$

$$= 6 \times 10^7 / 5 \times 10^9$$

$$L = \sim \lambda_g = 15 \times \frac{6 \times 10^7}{5 \times 10^9} \text{ m}$$

$$\boxed{L = 18 \text{ cm}} \leftarrow$$



FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA

**CURSOS ABIERTOS**

**"I CURSO INTERNACIONAL DE COMUNICACIONES"**

MODULO 1: TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS  
Del 18 al 23 de mayo

CONCEPCION DE CIRCUITOS INTEGRADOS  
MONOLITICOS.

PROFR. RENATO BOSISIO

MAYO - 1992

## CONCEPCION DE CIRCUITOS INTEGRADOS MONOLITICOS.

Los circuitos integrados monolítico microondas utilizan la integración sobre el mismo substrato semiconductor (Arseniuro de Galio), elementos de circuitos pasivos y activos. Ellos conducen a una evolución importante en la concepción y la fabricación de circuitos microondas permitiendo una miniaturización importante asociado a un bajo costo y buen funcionamiento.

En relación a los circuitos sobre silicio, las ventajas de los circuitos AsGa (o AsAlGa/AsGa) son las siguientes:

- Los electrones tienen una gran movilidad, en particular para los campos eléctricos débiles esta movilidad es cuatro veces superior a la del silicio. Esto disminuye los valores de las resistencias de acceso de los transistores.
- El substrato AsGa es semiaislante, lo que permite la realización de líneas, disminuye las pérdidas y mejora los factores de ruido.
- La capa dopada tiene un mejor comportamiento en temperatura y una mejor resistencia a las emisiones de iones.
- La velocidad de saturación se obtiene para campos eléctricos pequeños, lo que permite el funcionamiento con pequeños valores de tensión de polarización.

En comparación con las otras tecnologías microondas, los circuitos monolíticos ofrecen las ventajas siguientes:

- Reducción del peso y de las dimensiones.
- Reducción del costo para producciones a media y gran escala.
- Mejoramiento de la reproducción y de la confiabilidad.
- Reducción y dominio de los elementos parásitos.
- Integración de varias funciones sobre la misma plaqueta.

1.- FUNDIDORA MMIC (CIRCUITOS MONOLITICOS INTEGRADOS MICROONDAS.)

1.1.- Procedimiento tecnológico.

Vamos a describir brevemente las etapas tecnológicas asociadas a la realización de un circuito integrado. Este conocimiento es indispensable al diseñador ya que le permite mejor definir los modelos eléctricos utilizados, así como sus relaciones con el diseño de mascarillas correspondientes a cada etapa. Estas diferentes etapas están resumidas sobre la Figura 70.

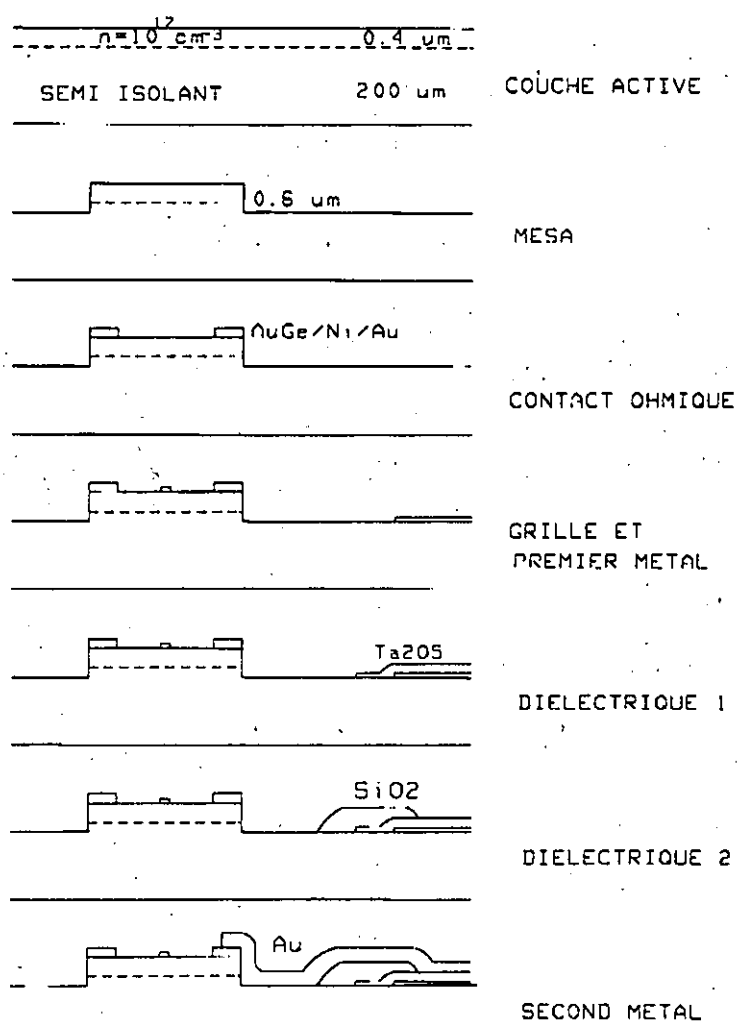


FIGURA 70: EJEMPLO DE LAS ETAPAS TECNOLOGICAS.

a) Capa activa.

Las capas activas de obtienen a partir de un substrato semiaislante en arseniuro de galio de dos formas diferentes. Ya sea por crecimiento epitaxial en fase vapor o por rayo molecular. Ya sea por implantación iónica directamente en el substrato.

b) Aislamiento.

El aislamiento permite separar las diferentes zonas activas correspondientes a los diferentes componentes, puede realizarse por grabación de la zona activa (es la técnica MESA) o por implantación de átomos de boro entre las zonas a aislar.

c) Contactos ohmicos

Se trata de un contacto metal-semiconductor recíproco, que debe presentar la más pequeña resistencia posible (resistencias parásitas de los componentes). Son obtenidos normalmente por una aleación Or-Germanio-Níquel.

d) Compuerta y primera capa metálica.

Un depósito de titanio sobre la capa activa constituye una unión Schottky no recíproca. La adición de platino y después oro, permite disminuir la resistencia de compuerta (el platino evita la migración de oro hacia el arseniuro de galio).

Este mismo depósito efectuado sobre el substrato semiaislante permite la realización de una primera capa metálica.

e) Primer dieléctrico.

Este dieléctrico de permitividad elevada permite la realización de capacidades de tipo MAM (metal-aislante-metal). El más utilizado es el pentóxido de tantalio con espesores del orden de 0.3 μm y una constante dieléctrica relativa de 28.

f) Segundo dieléctrico.

Este segundo dieléctrico sirve al cruzamiento entre las líneas y a evitar el rompimiento sobre los bordes de las capacitancias MAM. La permitividad debe entonces ser pequeña, el dieléctrico más utilizado es la sílica (SiO<sub>2</sub>).

g) Segundo metal.

Una capa de oro de espesor relativamente grande (2 a 3 μm) es depositado y permite asegurar las conexiones entre elementos, realizar las secciones de línea o las inductancias espirales.

#### h) Metalización inferior y hoyos metalizados..

Un depósito de oro se efectúa sobre la cara posterior para asegurar un buen plano de tierra.

Es posible, utilizando esta metalización, excavar por grabación iónica o ataque químico los hoyos que atraviesan la plaqueta.

La metalización de estos hoyos hace que las paredes sean conductoras y permite establecer los contactos con la parte superior.

#### 1.2.- Elementos de circuito.

Los elementos activos propuestos por las fundidoras son esencialmente transistores MESFET (igualmente HEMT, ver HMT) y diodos Schottky.

Los elementos pasivos son secciones de línea, inductancias, capacitores, resistores.

Las secciones de línea son de tipo microcinta obtenidas por un depósito metálico a un ancho dado.

Las inductancias se obtienen en forma de una cinta metálica dispuesta en forma espiral. Estas espirales son ya sea cuadradas, circulares (en este caso el círculo es aproximado por un polígono a n lados).

Los capacitores son obtenidos, ya sea en forma interdigital, ya sea utilizando la capacitancia inversa de un diodo Schottky (capacidad variable electrónicamente), ya sea comúnmente en forma MAM.

Las resistencias son obtenidas ya sea utilizando una parte de la capa activa, ya sea un depósito metálico (titanio, níquel-cromo).

La Figura 71 muestra algunos ejemplos de elementos pasivos.

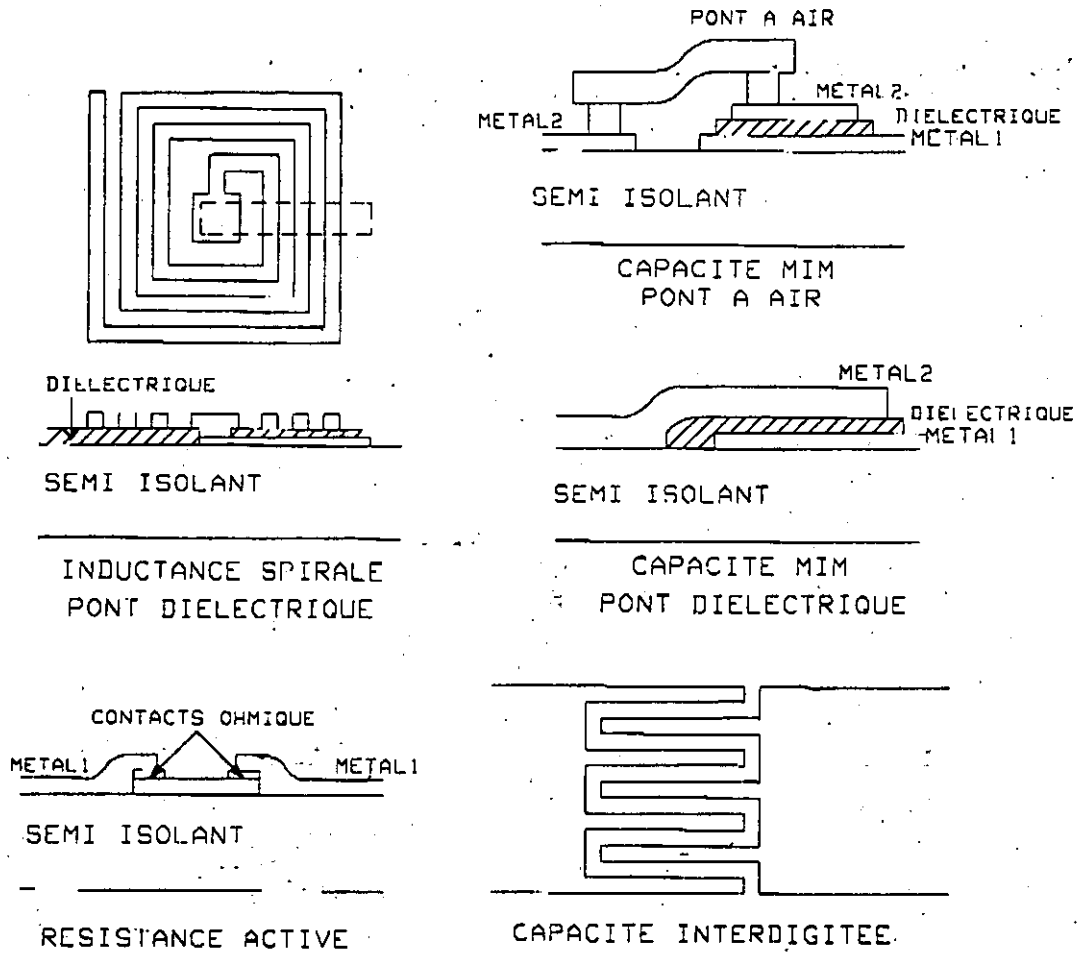


FIGURA 71: EJEMPLO DE ELEMENTOS PASIVOS.

## 2.-MODELOS DE FUNDIDORAS-CELULAS PARAMETRABLES.

Después de la concepción de un circuito MMIC, es indispensable asociar estrechamente los modelos eléctricos de los componentes y el diseño de mascarillas de estos componentes. Los modelos eléctricos deben tomar en cuenta los elementos parásitos impuestos por la realización.

Nosotros vamos a presentar ejemplos de elementos presentando a la vez el modelo eléctrico y la representación física en forma de diseño de mascarilla. Insistiremos sobre la relación entre los dos por medio de los parámetros de liga entre uno y otro.

La relación entre la adquisición de esquema, modelo eléctrico y diseño de mascarilla está representada sobre la Figura 72.

Estos modelos de fundidora (adquisición de diagrama, modelo eléctrico, diseño de mascarilla) son proporcionados por la fundidora para una tecnología dada.

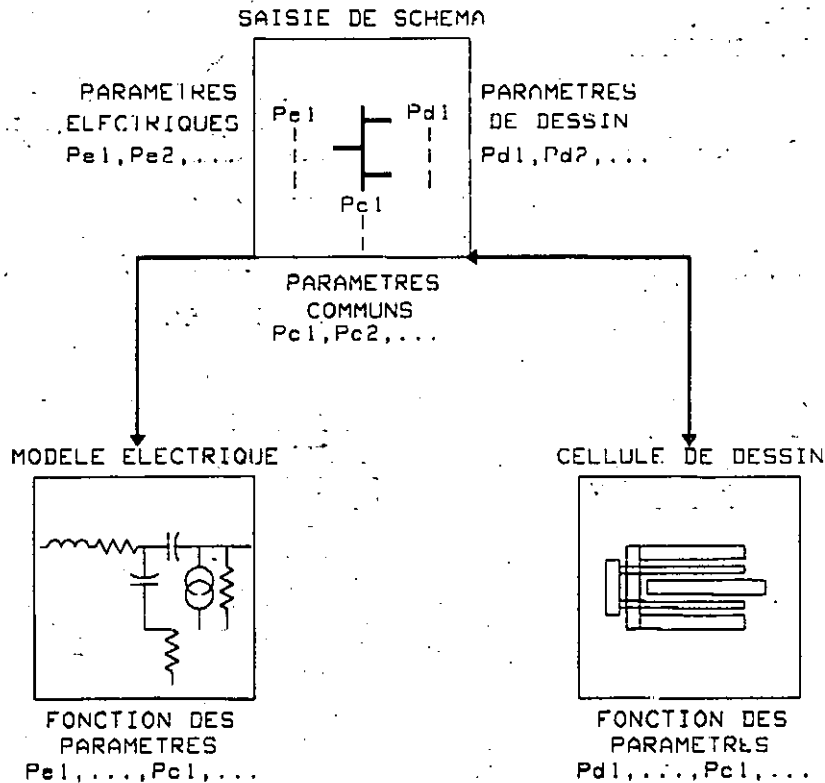


FIGURA 72: ELEMENTOS DE BIBLIOTECA DE LA FUNDIDORA

Los parámetros de paso deben permitir la determinación de todos los elementos del modelo eléctrico, así como todas las dimensiones de las mascarillas.

### 2.1 Transistor MESFET.

Es el elemento esencial de los circuitos MMIC, es entonces esencial conocer perfectamente su modelo eléctrico. El modelo eléctrico puede ser ya sea un modelo no lineal, ya sea un modelo lineal, parametrado para un valor de corriente de drenador.



Los parámetros accesibles al diseñador pueden ser por ejemplo, el ancho de la compuerta y el número de dedos de la compuerta (la longitud de la compuerta está fijada por la tecnología). La longitud es la distancia recorrida por los portadores mayoritarios entre la fuente y el drenador por debajo de la compuerta. Los valores de los elementos del modelo eléctrico lineal y no lineal son función de estos dos parámetros. Estos parámetros son comunes al modelo eléctrico y a las células de diseño, las dimensiones de las mascarillas de las diferentes capas deben adaptarse a los valores indicados.

En el caso de un modelo eléctrico lineal parametrado, se agregan los parámetros que definen el punto de polarización estática. Por ejemplo, esto puede ser el valor normalizado de la corriente del drenador, normalizada con respecto a la corriente de saturación para un valor dado de la tensión drenador-fuente. Estos parámetros son utilizados únicamente por el modelo eléctrico y no tienen influencias sobre el diseño de mascarilla.

Es posible introducir otros parámetros utilizados para el diseño de mascarillas y no por el modelo eléctrico, tales como, por ejemplo, la posición y la orientación de las conexiones con el resto del circuito.

Un ejemplo de la adquisición de esquema está dado sobre la Figura 73 indicando los parámetros de paso para un transistor MESFET con dos dedos.

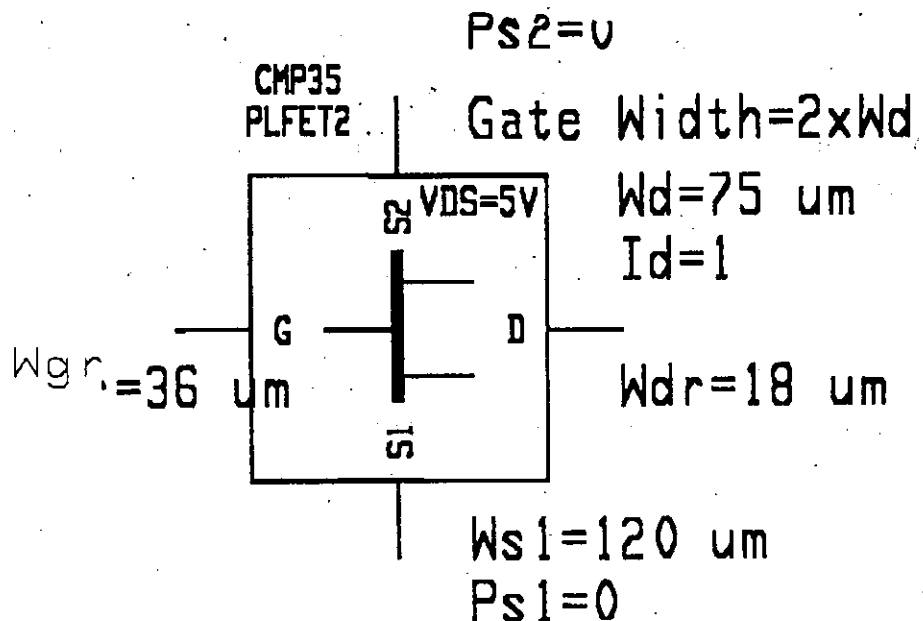
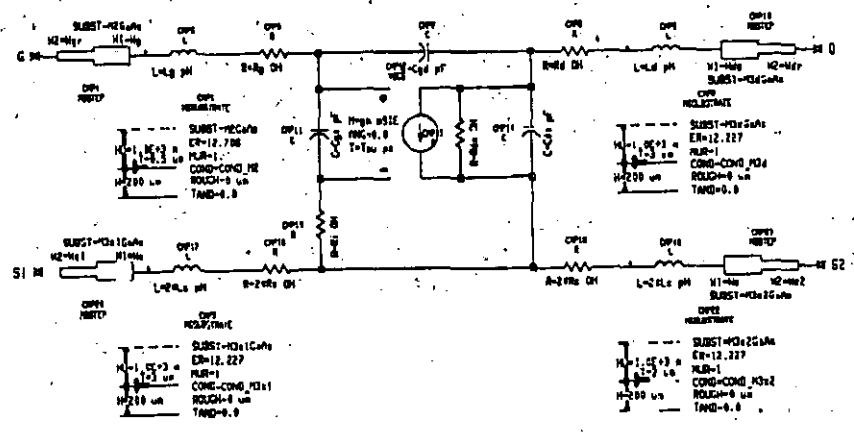


FIGURA 73: ADQUISICION DE ESQUEMA DE UN TRANSISTOR MESFET CON DOS DEDOS.

La Figura 74 muestra algunas ecuaciones que definen los valores parametrados de los elementos del modelo lineal en función del ancho de la compuerta y de la corriente de drenador normalizada. Otros parámetros permiten tener en cuenta las discontinuidades con las líneas de conexión.



W in number of microns

EQUATION N=WD\*1E5

Bias Indpendant Parameters

EQUATION Lg=0.531\*W  
 EQUATION Ld=0.145\*W  
 EQUATION Ls=11.3  
 EQUATION Rg=0.043\*W  
 EQUATION Rd=462/W  
 EQUATION Rn=318.8/W  
 EQUATION Tau=2.89

Bias Dependant Parameters

Rds

EQUATION Rds=(A4\*Id^4+A3\*Id^3+A2\*Id^2+A1\*Id+A0)\*100/W  
 EQUATION A4=1303.904429  
 EQUATION A3= 3535.451  
 EQUATION A2=3489.37937  
 EQUATION A1=-1462.737  
 EQUATION A0=641.25

Cgd

EQUATION Cgd=2.5E-3+M\_CDC\*W  
 EQUATION M\_CDC=C4\*Id^4-C3\*Id^3+C2\*Id^2-C1\*Id+C0  
 EQUATION C4=5.68181E-5  
 EQUATION C3=1.947358E-4  
 EQUATION C2=2.561626E-4  
 EQUATION C1=2.055614E-4  
 EQUATION C0=2.0025E-4

gm

FIGURA 74: MODELO ELECTRICO LINEAL PARAMETRADO DE UN TRANSISTOR.

La Figura 75 representa el diseño de la mascarilla del transistor indicando la significación de los parámetros de posición de las conexiones.

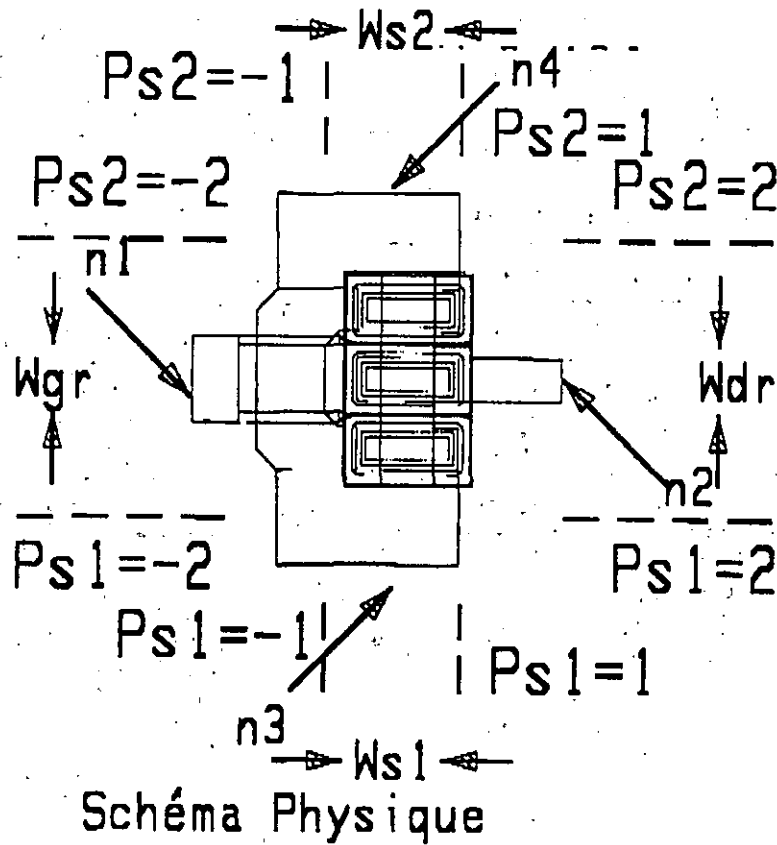


FIGURA 75: CELULA DE DISEÑO DE MASCRIILLA DE UN TRANSISTOR A DOS DEDOS.

La Figura 76 muestra lo que puede ser la página de documentación proporcionada por un fundidor para un elemento dado, aquí un transistor con dos dedos de compuerta.

DOCUMENTATION SUR LA BIBLIOTHEQUE PLESSEY PL1ib

FET A 2 DOIGTS DE GRILLE

NOM DU SYMBOLE : PLFET2

PARAMETRES

Paramètres	Min	Max
Wd largeur d'un doigt de grille	37 um	150 um
Id courant normalisé à IDSS	0.1	1
Wgr largeur accès grille	0.01H	100H
Wdr largeur accès drain	0.01H	100H
Wsl largeur accès source 1	0.01H	100H
Ws2 largeur accès source 2	0.01H	100H
Ps1 position relative contact s1	-2	2
Ps2 position relative contact s2	-2	2

H=hauteur du substrat

NOTES

REMARQUE : les différentes dimensions aux accès correspondent aux connexions de ces accès à des lignes de transmission; Ceci permet de prendre en compte les discontinuités transistor-lignes.

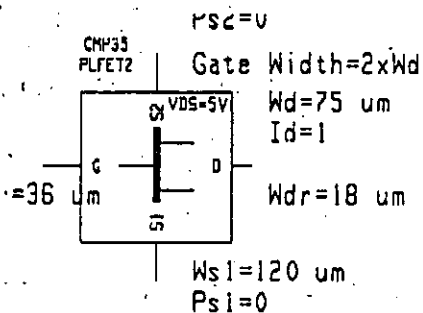
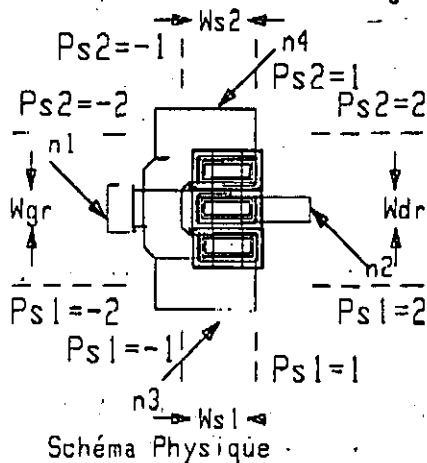


FIGURA 76: EJEMPLO DE PAGINA DE DOCUMENTACION.

2.2.- Elementos pasivos.

Vamos a indicar aquí algunos elementos entre los más utilizados dando en cada caso la topología del modelo eléctrico, el símbolo de la adquisición de esquema y el diseño de mascarilla.

2.2.1.- Inductancia espiral.

El caso presentado es aquel de una inductancia cuadrada definida por el número de vueltas (para múltiplos de 1/4 de vuelta), el ancho y el espaciado de la cinta metálica, así como la orientación relativa de los accesos.

La Figura 77 representa las 3 partes del modelo de fundidora.

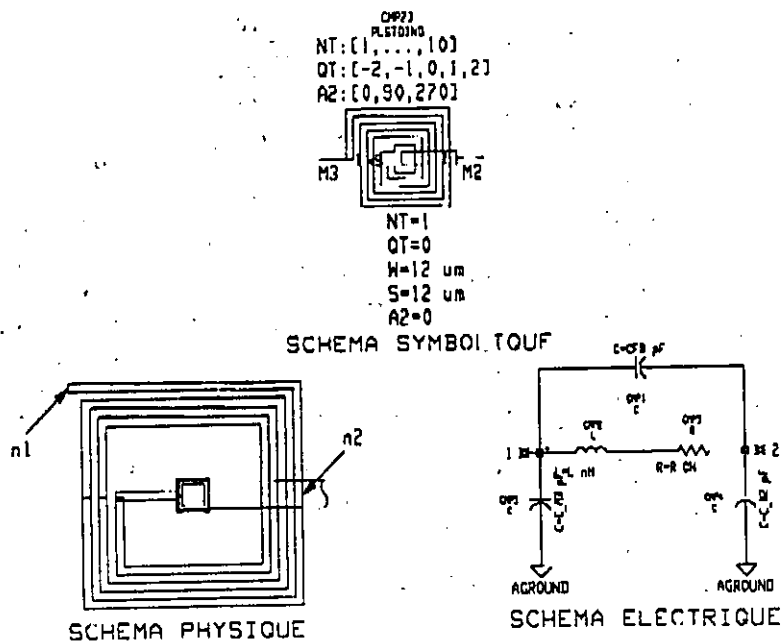


FIGURA 77: MODELO DE FUNDIDORA DE UNA INDUCTANCIA ESPIRAL CUADRADA.

2.2.2.- Capacitor MAM.

La capacitancia está definida por el valor de su capacitancia por unidad de área (en  $fF/\mu m^2$ ). Las dimensiones están calculadas

para obtener el valor de capacitancia deseado, los elementos parásitos del modelo eléctrico son enseguida deducidos.

Los parámetros de paso son el valor de la capacitancia, los anchos de las líneas de acceso y la orientación relativa de los dos accesos.

La Figura 78 representa la adquisición de esquema, la topología del modelo eléctrico y el diseño de mascarilla.

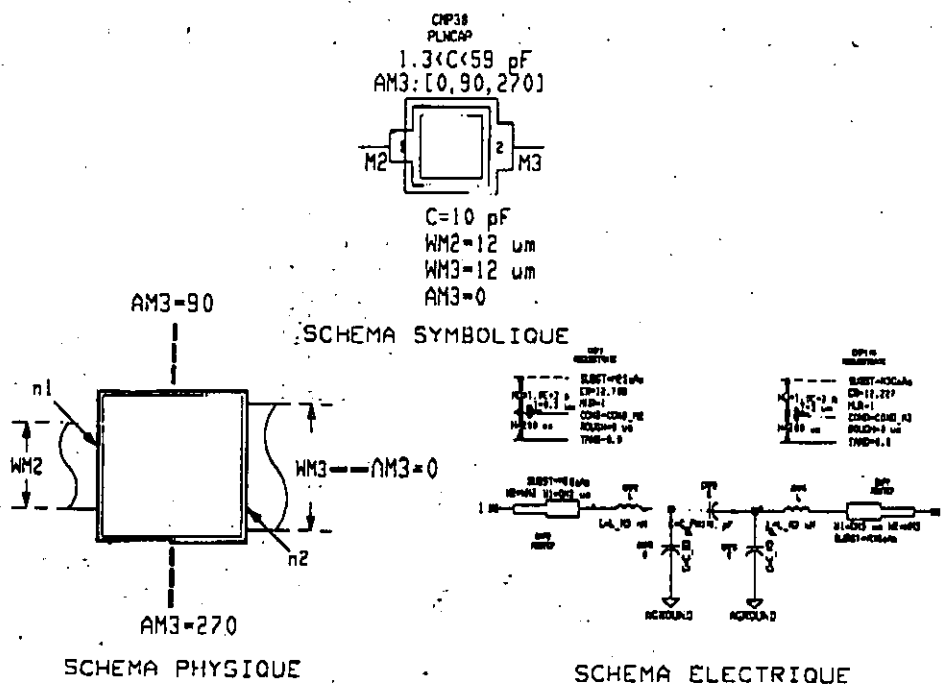
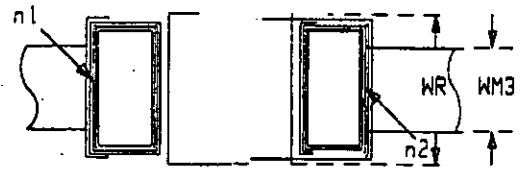
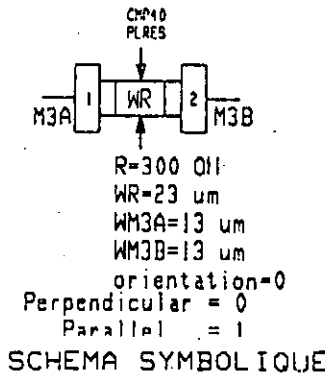


FIGURA 78: MODELO DE FUNDIDORA DE UNA CAPACIDAD MAM.

### 2.2.3.- Resistencia.

El valor de la resistencia está definido por la resistencia cuadrada de la capa resistiva. Las dimensiones de la capa resistiva siendo determinadas podemos deducir los valores de los elementos parásitos de modelo equivalente.

La Figura 79 da un ejemplo de resistencia utilizando la capa activa de arseniuro de galio como capa resistiva. Los parámetros de paro permiten determinar todos los elementos del modelo eléctrico y todas las dimensiones de las capas.



SCHEMA PHYSIQUE

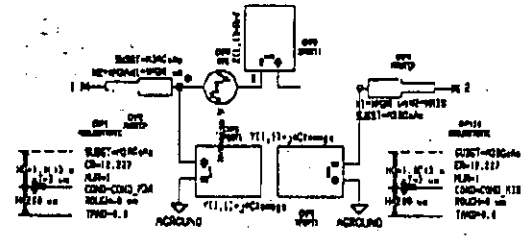


Figura 79: MODELO DE FUNDIDORA DE UNA RESISTENCIA ACTIVA.

2.2.4 Elementos parásitos.

Se trata de mostrar la importancia de los elementos de interconexión otros que las líneas de transmisión.

Las figuras 80 y 81 muestran los ejemplos correspondientes a un codo sin esquinas de 90° y a un hoyo metalizado.

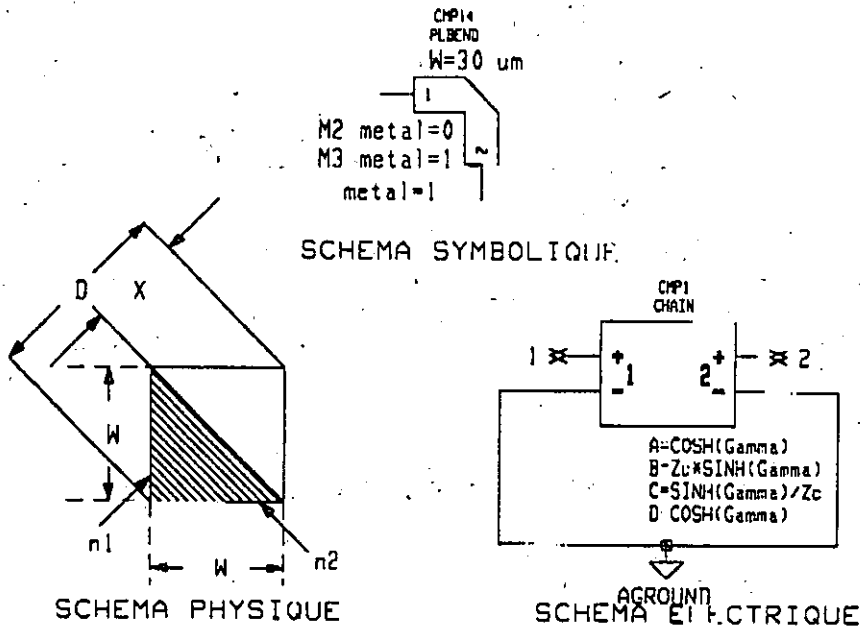


Figura 80: Codo sin esquinas de 90°.

3. METODOLOGIA DE CONCEPCION DE UN MMIC.

La metodología de concepción de un circuito MMIC es guiada por dos características específicas a los circuitos microondas:

- La complejidad de los circuitos está reducida en términos del número de elementos activos ( como máximo algunas decenas de transistores).
- Todos los elementos de interconexión influyen sobre el funcionamiento del circuito.

Se debe entonces poder dominar todos los parámetros de la concepción.

La figura 82 presenta en forma de sinóptico las diferentes etapas de la concepción así como sus relaciones.



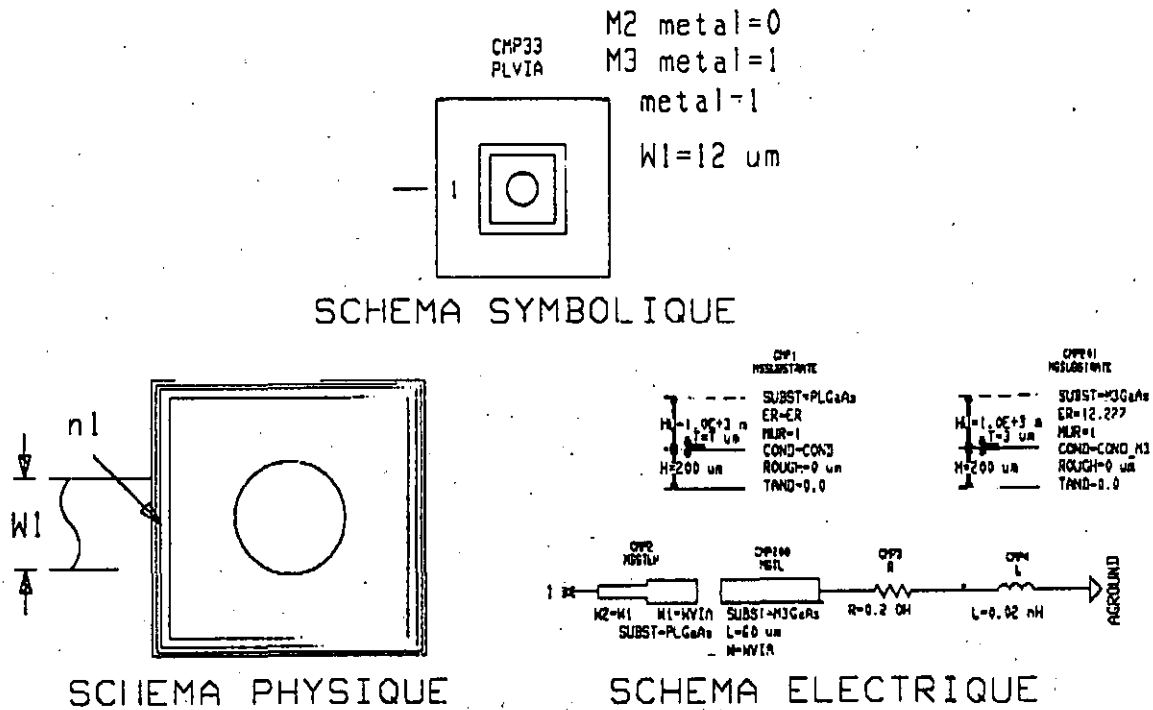


Figura 81: Hoyo metalizado.

La primera etapa consiste, a partir de una especificación, en definir una o varias topologías del circuito. Esta selección debe efectuarse utilizando las técnicas de concepción (análisis y síntesis de los circuitos eléctricos lineales y no lineales) y apoyándose sobre la experiencia del diseñador. Esta etapa es primordial y no puede en ningún caso omitirse.

La segunda etapa consiste en analizar el circuito con ayuda de un simulador, optimar el funcionamiento y efectuar un análisis de sensibilidad a fin de escoger entre las diferentes posibilidades. Esta segunda etapa utiliza los modelos de fundidora de los elementos activos pero los elementos pasivos están representados por sus modelos ideales. Se trata aquí de verificar que la o las topologías escogidas sean correctas.

Figura 82: METODOLOGIA DE CONCEPCION DE UN CIRCUITO MMIC.

La etapa siguiente es muy importante porque ella toma en cuenta los modelos eléctricos reales de los elementos pasivos (resistencia, inductancia, capacitancia, secciones de línea,...), ella utiliza la biblioteca de los modelos eléctricos de fundidora. Los resultados deben ser re-optimados y un nuevo análisis de sensibilidad es frecuentemente necesario.

Esta etapa llega a un primer diseño de mascarilla en el cual los elementos esenciales del circuito están posicionados los unos en relación a los otros. La utilización de la biblioteca de células de diseño parametradas es entonces indispensable.

Este primer diseño de mascarilla permite definir los elementos de interconexión tales como las líneas de transmisión, codos, tees, hoyos metalizados,...

La etapa siguiente consiste entonces en examinar la influencia de estos elementos de interconexión, efectuando una simulación completa del circuito. Esta simulación debe estar seguida por una re-optimación de los valores de los elementos, es entonces importante poder regresar del diseño de mascarilla hacia la simulación.

Es a veces necesario el re-diseño de una parte de la topología inicial si los elementos de interconexión tienen una influencia muy importante. Se debe efectuar entonces un "va y viene" entre la simulación y el diseño hasta obtener resultados satisfactorios. La última etapa es el diseño final de la mascarilla del circuito.

#### 4. EJEMPLO DE CONCEPCION DE UN CIRCUITO MMIC.

Nosotros vamos a ilustrar la concepción de un circuito integrado monolítico describiendo las etapas para diseñar un amplificador a transistor a dos etapas y a banda estrecha.

La primera etapa consiste en efectuar un cálculo simplificado de los circuitos de adaptación entrada, salida y entre etapas utilizando un modelo unilateral del transistor y, dado el ancho de banda estrecho, un cálculo de los elementos para la utilización de la carta de Smith. Dada la frecuencia relativamente baja (del orden de 10 GHz) hemos escogido elementos concentrados a fin de terminar con un tamaño del circuito no muy grande. figura 83.

Después de la segunda etapa introducimos los modelos de fundidora para las capacitancias, las resistencias y las inductancias, es necesario efectuar una optimación de los valores de los elementos para obtener el funcionamiento deseado. figura 84.

Esto conduce a una primera implantación de la mascarilla destinada a situar los elementos de interconexión. figura 85.

La simulación toma en cuenta los elementos de interconexión, impone una re-optimación de los valores de los elementos para satisfacer las condiciones de las especificaciones. figura 86. Constatamos en particular una caída importante de la ganancia debida a las pérdidas en las inductancias.

Después de varias iteraciones entre la simulación y el diseño de mascarillas, es posible llegar al diseño final de mascarilla de la figura 87.

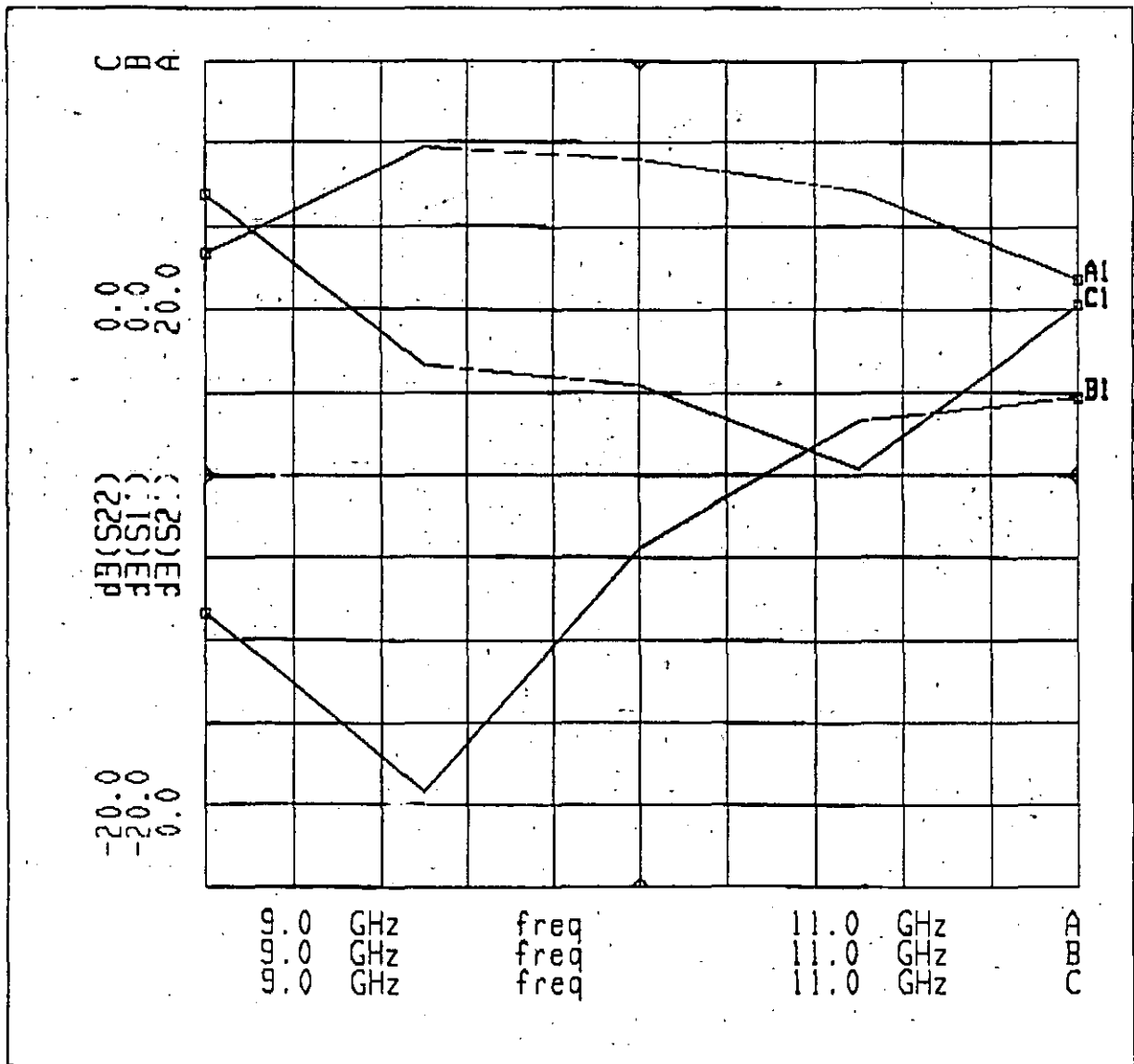
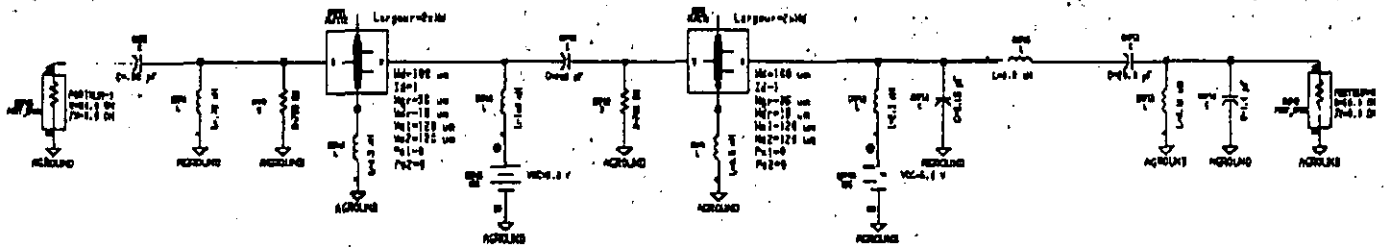


FIGURE 83 AMPLIFICATEUR DEUX ETAGES SIMULATION ELEMENTS PARFAITS

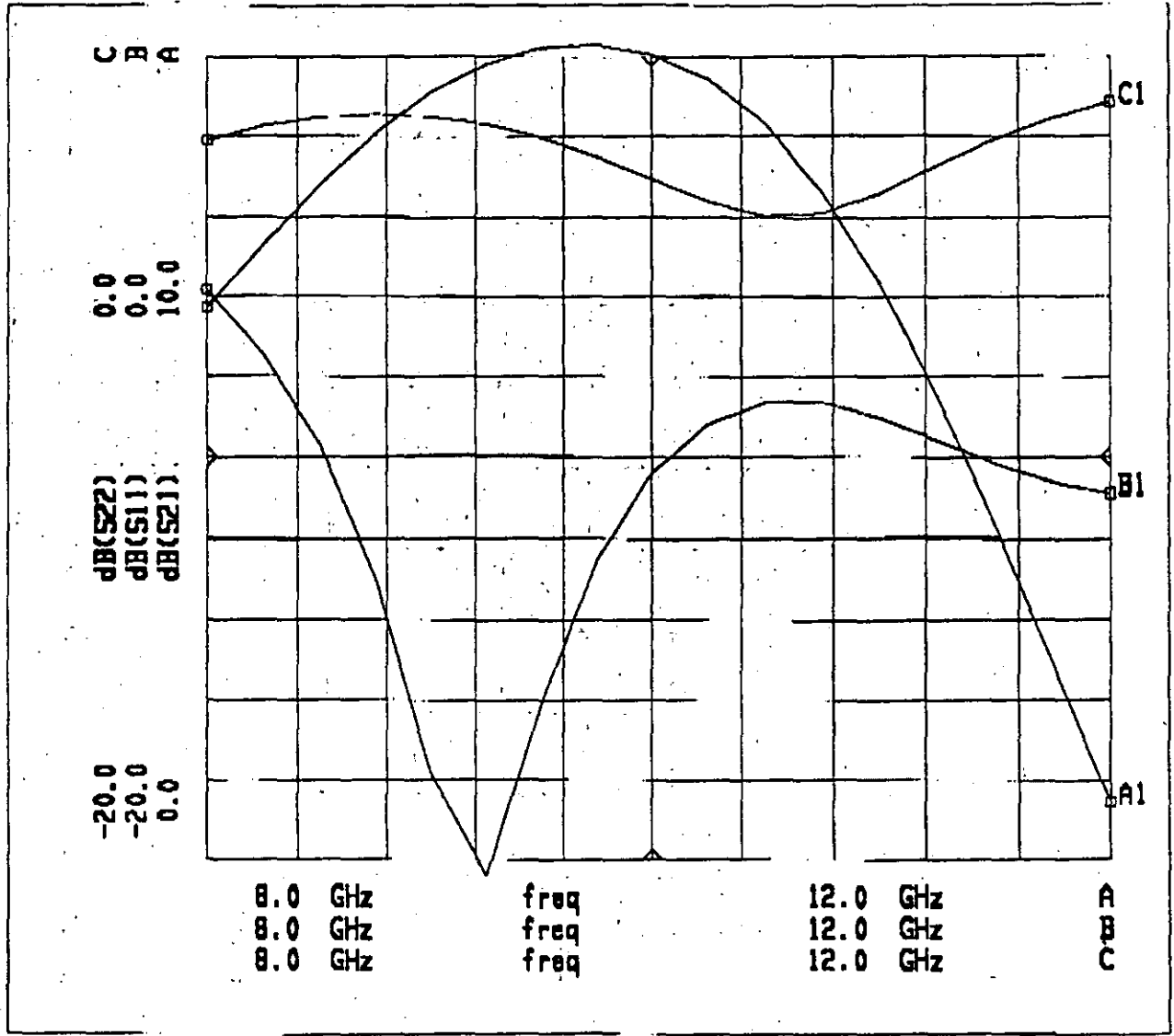
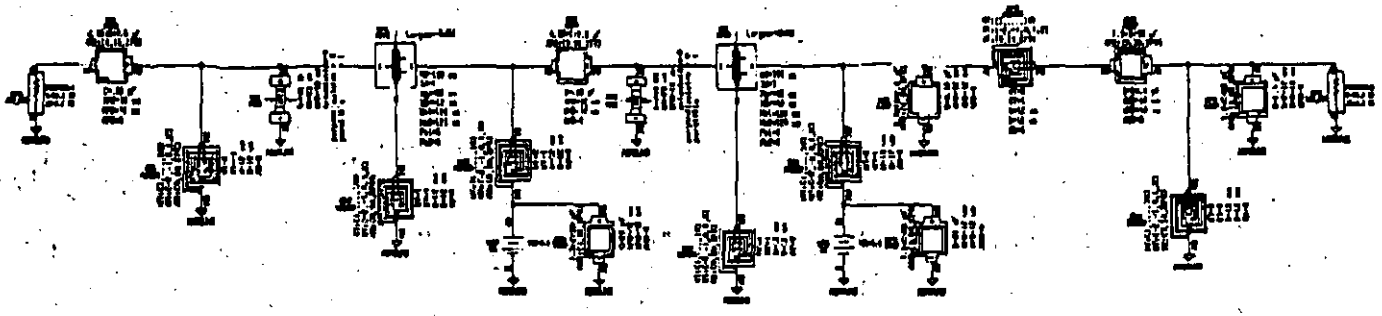


FIGURE 84 AMPLI 2 ETAGES-SIMULATION ELEMENTS FONDERIE

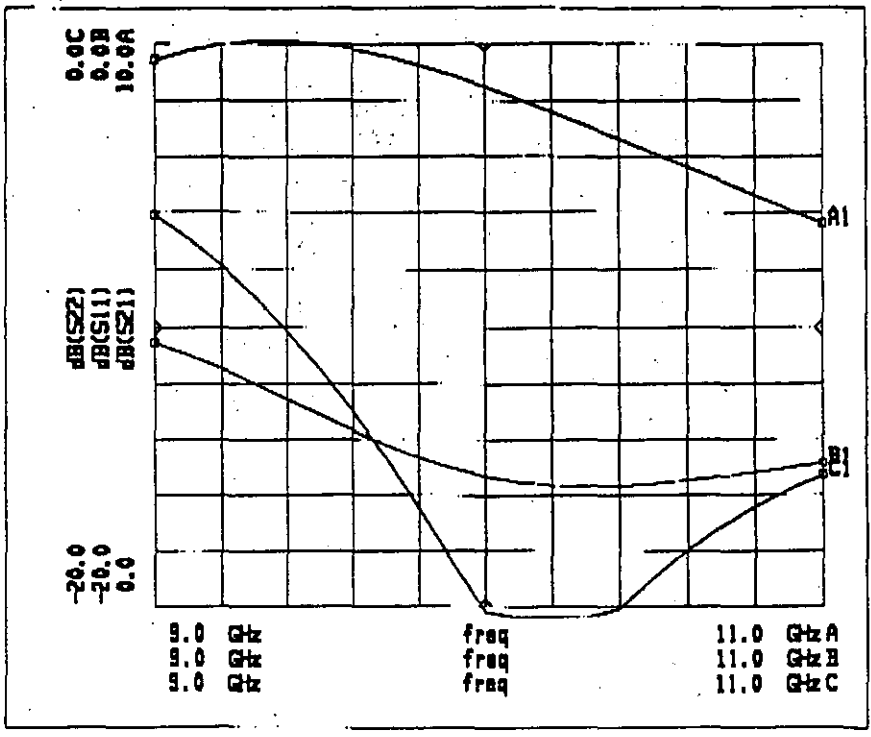
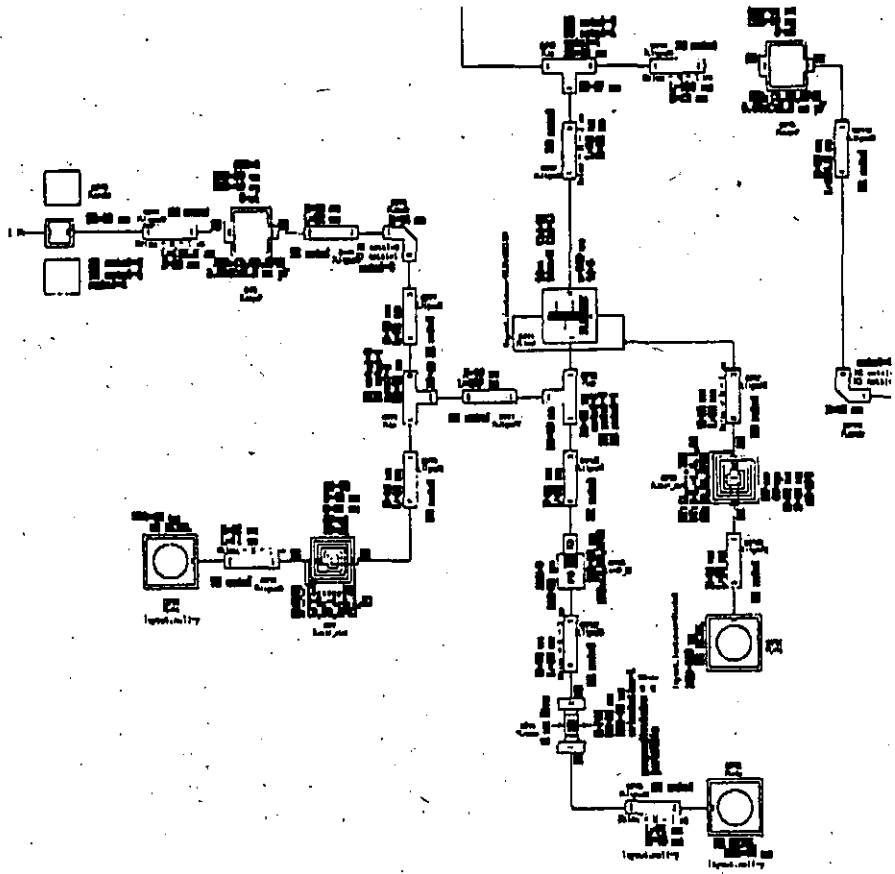


FIGURE 886 AMPLIFICATEUR 2 ETAGES-SIMULATION AVEC INTERCONNEXIONS

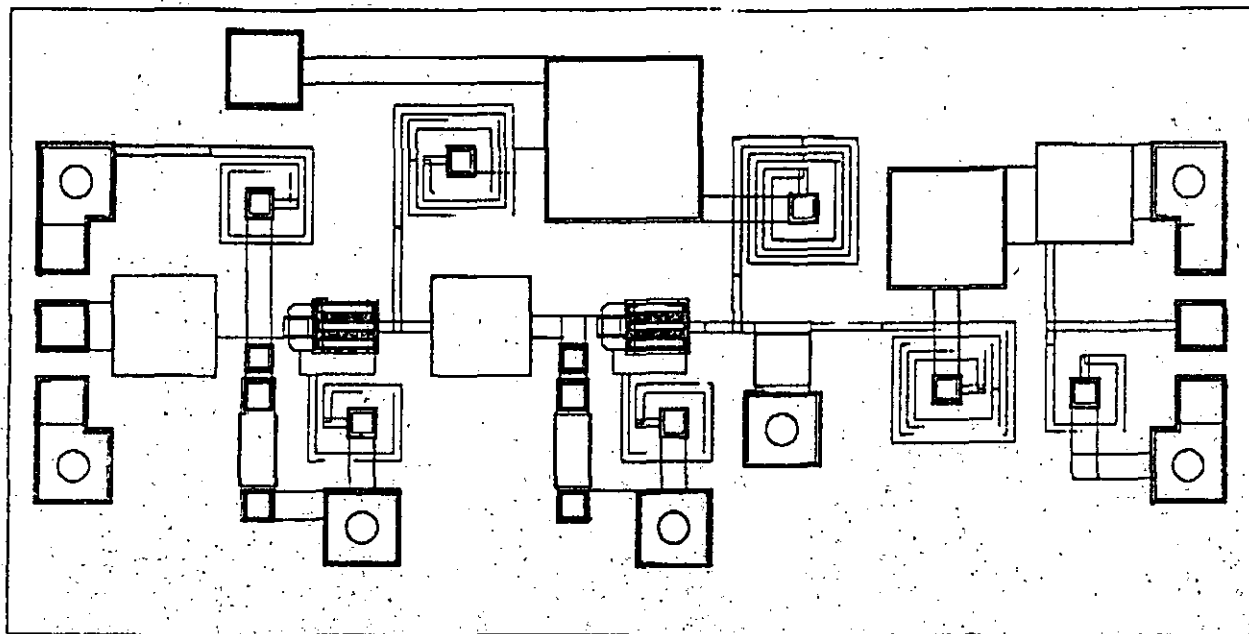


FIGURE 85 PREMIERE IMPLANTATION DU MASQUE



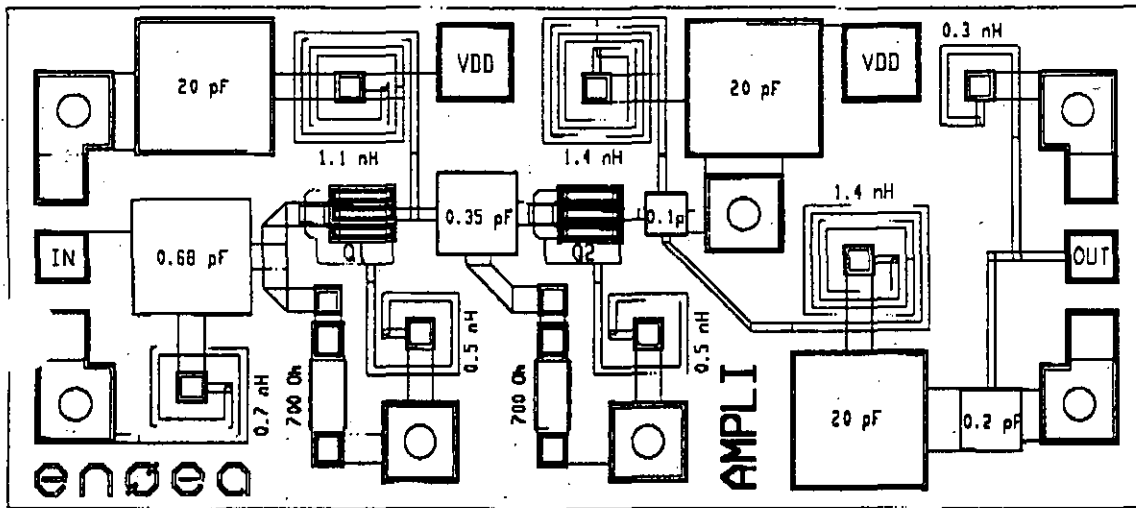


FIGURE 87 DESSIN DU MASQUE FINAL DE L'AMPLIFICATEUR



DIRECTORIO DE ALUMNOS DEL  
I CURSO INTERNACIONAL EN COMUNICACIONES  
MODULO I TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS  
DEL 18 AL 22 DE MAYO DE 1992.

- 1.- AGUILAR CEDILLO JOSE ISMAEL
- 2.- AGUILERA VELARDE JOSE ALEJANDRO  
ANALISTA DE SISTEMAS  
COMPANIA CONTRATISTA NACIONAL  
PERIFERICO SUR 6501, TEPEPAN, XOCHIMILCO, D.F.  
TEL. 676 55 55 EXT. 114 & 109 OFNA. 691 35 47 DOM.
- 3.- ALEJO TORRES LUIS  
TECNICO DE LARGA DISTANCIA  
TELEFONOS DE MEXICO S.A. DE C.V.  
AV. JUAREZ NTE. 104, TULANCINGO, HGO.  
TEL. 302 96 OFNA. 382 12 DOM.
- 4.- ALTAMIRANO JUAREZ RICARDO  
INGENIERO CONSULTOR DE PRODUCTO  
MOTOROLA DE MEXICO S.A.  
TONALA No. 59, COL. ROMA, MEXICO, D.F.  
TEL. 208 55 38 OFNA. 686 21 31 DOM.
- 5.- ALVAREZ ACUNA JOSE LUIS  
JEFE DE PC'S  
NISSAN MEXICANA  
INSURGENTES SUR 1958, COL. FLORIDA, ALVARO OBREGON.  
TEL. 664 01 11 OFNA. 664 01 11 DOM.
- 6.- APONTE DIAZ HECTOR  
SUPERVISOR  
TELECONSTRUCTORA S.A. DE C.V.  
LEIBNITZ No. 11, 5o. PISO, COL. NVA. ANZUREZ, MEX. D.F.  
TEL. 48 15 84 DOM. (PUEBLA, PUE.)
- 7.- ARRIAGA VALADEZ JOEL MARTIN
- 8.- BRITO ALDAY JUAN  
PROFR. DE LABORATORIO DE COMUNICACIONES  
FACULTA DE INGENIERIA, UNAM  
CIUDAD UNIVERSITARIA  
TEL. 686 29 25 DOM.
- 9.- CALLEJA SANCHEZ MANUEL  
INGENIERO  
IMC  
AV. TELECOMUNICACIONES S/N, LEYES DE REFORMA, IZTAPALAPA  
TEL. 604 56 47 DOM.

10. FERNANDEZ LOPEZ MARIA ELENA  
PROFESIONAL DE INVESTIGACION Y DESARROLLO  
FUNDACION INSTITUTO DE INGENIERIA  
APARTADO 40200, CARACAS 1040- A VENEZUELA  
TEL. 58 2 96 211 55 OFNA. 58 2 96 212 44 DOM.
11. GARIBAY PEREZ SERGIO  
CALLE REVOLUCION No. 211, LAZARO CARDENAS, C.P. 093300  
TEL. (91 782) 2 96 93 DOM.
12. LARA RUIZ JOSE  
COORDINADOR DE INGENIERIA ELECTROMECHANICA  
ICA INGENIERIA  
CALZADA LEGARIA No. 252, COL. PENSIL, DEL. M. HIDALGO  
C.P. 11430. TEL. 399 69 22 OFNA. 526 09 52 DOM.
13. MAGANA ESPINOSA NOEMI DEL CARMEN  
SOPORTE TECNICO EN TELECOMUNICACIONES  
NISSAN MEXICANA, S.A. DE C.V.  
INSURGENTES SUR 1958, COL. FLORIDA, A. OBREGON, C.P. 01030  
TEL. 664 01 11 OFNA. 684 83 10 DOM.
14. MARTINEZ ALLENDE GERERDO  
ANALISTA DE SISTEMAS  
S.C.T. D.G. DE FOMENTO DE LAS TELECOMUNICACIONES  
SAN FRANCISCO 1626, 5o PISO, COL. DEL VALLE, DEL B. JUAREZ  
C.P. 03100, TEL 534 68 98 OFNA. 763 01 71 DOM.
15. MARTINEZ ROMERO JOSE LUIS  
MANTENIMIENTO DE EQUIPO DE COMPUTO  
FACULTAD DE INGENIERIA UNAM  
CIUDAD UNIVERSITARIA, D.F.  
TEL. 622 31 15 OFNA.
16. MORALES RANGEL PLABLO ISAIAS  
PRUEBAS DE SISTEMAS TELEFONICOS DIGITALES  
TELEINDUSTRIA ERICSSON S.A. DE C.V.  
VIA DR. GUSTAVO BAZ No. 2160, TLALNEPANTLA, ESTADO DE  
MEXICO, C.P. 54060.  
TEL. 726 20 00 EXT 3677 Y 1120 OFNA, 398 08 29 DOM.
17. MURRIETA LEE JUAN CARLOS  
MAESTRO TIEMPO COMPLETO  
INSTITUTO TECNOLOGICO DE SINALOA  
CHIHUAHUA 818 SUR, CENTRO.  
TEL. 7 04 91 OFNA. 679 36 (91 641) DOM.
18. NARVAEZ ANDRADE GERARDO  
SUPERVISOR INGENIERO  
TELECONSTRUCTORA S.A. DE C.V.  
2 PONIENTE No. 3318, COL. AMOR, PUEBLA PUE.  
TEL. 48 15 84 OFNA. 24 84 31 DOM.

19. OLIVEIRA REIS MARCIA  
ENGENHERIA - PESQUISADORA  
TELEBRAS - CPqD  
RODOVIA CAMPINAS, MOGI MIRIM, KM 118.5,  
BRASIL, CAMPINAS  
TEL. 55 192 396 460 OFNA. 55 192 33 1693 DOM.
20. ORTIZ C. AGUSTIN
21. PEREZ MENDOZA MARTIN  
AUXILIAR TÉCNICO  
S.C.T.  
D.G.A.C., PROVIDENCIA 807  
TEL. 763 01 12 DOM.
22. RAMIREZ SANCHEZ EDUARDO  
JEFE DEL CENTRO DE DISEÑO ELECTRONICO  
FACULTAD DE INGENIERIA UNAM  
CIUDAD UNIVERSITARIA, MEXICO D.F.  
TEL. 622 31 14 OFNA.
23. RAMOS FLORES JUAN ALBERTO
24. RIOS JULCAPOMA MILTON  
JEFE (E) RADIOCOMUNICACIONES  
INICTEL  
AV. SAN LUIS CDRA. 17, LIMA- SAN BORJA, PERU  
TEL. (005114) 36 91 10 - 525 DOM
25. RODRIGUEZ CUEVAS JORGE  
PROFESOR T.C. "B"  
FACULTAD DE INGENIERIA UNAM  
CIUDAD UNIVERSITARIA, MEXICO D.F.  
TEL. 622 31 14 OFNA. 680 18 83 DOM.
26. RODRIGUEZ VARELA RAUL  
TECNICO EN SISTEMAS DE COMUNICACION  
COMISION FEDERAL DE ELECTRICIDAD  
ACCESO III No. 2, CERRO DEL TAMBOR, ZONA INDUSTRIAL  
BENITO JUAREZ  
TEL. 13 28 66 DOM.
27. SOBERANIS ACOSTA RUBEN MARTIN  
JEFE DE SECCION CONSTRUCCION RADIO (MICROONDAS)  
TELEFONOS DE MEXICO, S.A. DE C.V.  
CALLE 64 No. 492 (X 59), CENTRO, MERIDA, YUCATAN  
C.F. 97000, TEL. 24 84 31 OFNA. 26 06 79 DOM.
28. TORRES GOMEZ RIGOBERTO  
TITULAR DE AREA  
INSTITUTO MEXICANO DE COMUNICACIONES  
AV. DE LAS TELECOMUNICACIONES S/N, LEYES DE REFORMA  
TZTAPALAPA, TEL. 692 00 77 OFNA.

29. VALENLIA LAZARÉS MANUEL  
SUPERINTENDENTE AUXILIAR DE COMUNICACIONES  
COMISION FEDERAL DE ELECTRICIDAD  
ACCESO III No. 2, CERRO DEL TAMBOR, FRACC. INDUSTRIAL  
BENITO JUAREZ, QUERETARO, QRO.  
TEL. 18 15 29 OFNA.
30. VARGAS GOMEZ SERGIO  
SUPERVISOR DE MANTENIMIENTO  
FABRICA DE JABON "LA CORONA"  
CARLOS B. ZETINA No. 80, FRACC. INDUSTRIAL XALOSTOC.  
C.P. 55340, TEL. 568 27 00 OFNA. 361 06 82 DOM.
31. VEGA JACOME VICTOR MANUEL  
ACADEMICO  
FACULTAD DE INGENIERIA UNAM  
CIUDAD UNIVERSITARIA, CIRCUITO INTERIOR  
TEL. 622 31 12 OFNA. 681 07 86 DOM.