

La Serie Universitaria de la Fundación Juan March presenta resúmenes, realizados por el propio autor, de algunos estudios e investigaciones llevados a cabo por los becarios de la Fundación y aprobados por los Asesores Secretarios de los distintos Departamentos.

El texto íntegro de las Memorias correspondientes se encuentra en la Biblioteca de la Fundación (Castello, 77. Madrid-6).

La lista completa de los trabajos aprobados se presenta, en forma de fichas, en los Cuadernos Bibliográficos que publica la Fundación Juan March.

Estos trabajos abarcan las siguientes especialidades: Arquitectura y Urbanismo; Artes Plásticas; Biología; Ciencias Agrarias; Ciencias Sociales; Comunicación Social; Derecho; Economía; Filosofía; Física; Geología; Historia; Ingeniería; Literatura y Filología; Matemáticas; Medicina, Farmacia y Veterinaria; Música; Química; Teología. A ellas corresponden los colores de la cubierta.

Edición no venal de 300 ejemplares, que se reparte gratuitamente a investigadores, Bibliotecas y Centros especializados de toda España.

Este trabajo fue realizado con una Beca en el Extranjero, 1975. Departamento de Ingeniería.

Fundación Juan March



FJM-Uni 31-Zap
Estudio de los transistores FET de mi
Zapata Ferrer, Juan.

1031745



Biblioteca FJM

Fundación Juan March (Madrid)

SERIE UNIVERSITARIA



Fundación Juan March

Estudio de los transistores FET de microondas en puerta común

Juan Zapata Ferrer

FJM
Uni-
31
Zap

31

Estudio de los transistores FET de microondas en puerta común/Juan Zapata Ferrer

Fundación Juan March
Serie Universitaria

31



Estudio
de los transistores FET
de microondas
en puerta común

Juan Zapata Ferrer



Fundación Juan March
Castelló, 77. Teléf. 225 44 55
Madrid - 6

Fundación Juan March (Madrid)

La Fundación Juan March no se solidariza necesariamente con las opiniones de los autores cuyas obras publica.

Depósito Legal: M – 20509 – 1977

I.S.B.N. 84 - 7075 - 054 - 2

Ibérica, Tarragona, 34.- Madrid– 7

INDICE

Página

1.- ESTUDIO DE LOS TRANSISTORES FET DE MICROONDAS EN PUERTA COMUN.	
Simulación de los parámetros S	2
Simulación de los parámetros de ruido	4
Explicación de los resultados	9
Referencias	10
2.- APLICACION DE LOS TRANSISTORES FET DE AsGa CON DOS PUERTAS A LOS AMPLIFICADORES DE MICROONDAS CON CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA	
Introducción	11
Margen de variación de la ganancia y la estabilidad en función de la polarización en continua	12
Diseño de las redes de entrada y salida	17
Optimización con el ordenador y resultados finales	23
Referencias	25
3.- DISEÑO DE AMPLIFICADORES MULTITAPA CON BAJO RUIDO	
I.- Factor de ruido total mínimo	28
II.- Factor de ruido total mínimo para una ganancia disponible total especificada	31
III.- Medida de ruido total mínima	36
IV.- Ruido mínimo en banda ancha	38
Referencias	41

El empleo de transistores FET de AsGa en microondas se hace cada vez más extenso. Hasta - el presente estos transistores se emplean montados en fuente común por ser la configuración en la que la ganancia es más alta. Sin embargo ésto plantea algunos problemas como son una impedancia de entrada elevada y un alto Q.

Por analogía con la baja frecuencia puede - esperarse que, en microondas, el funcionamiento en puerta común (PC) presente las siguientes ventajas sobre el funcionamiento en fuente común (FC): menor impedancia de entrada, mayor - anchura de banda y el mismo factor de ruido.

Sin embargo los resultados experimentales - han resultado contradictorios con la teoría de baja frecuencia, principalmente en lo relativo al factor de ruido [1], por lo que las características de ganancia y ruido se han simulado y comparado en ambas configuraciones en el mar-

gen de 5 a 12 GHz. Esta simulación se ha hecho con un transistor NEC V24406, polarizado a mínimo factor de ruido y teniendo en cuenta el en capsulado y los elementos parásitos.

Simulación de los parámetros S.

El circuito equivalente en fuente común que se ha empleado es el de la figura 1. En él se incluyen líneas de transmisión a la entrada y la salida para simular el encapsulado. Los valores de los elementos del circuito se han calculado con ordenador de forma que exista una buena concordancia entre los parámetros S medidos en el margen de 5 a 12 GHz y los calculados de la figura 1. Las longitudes de las líneas de transmisión de entrada y salida son diferentes debido a la asimetría de la cápsula.

El circuito equivalente en puerta común se obtiene fácilmente sin más que cambiar la configuración del anterior, pero manteniendo los valores de los elementos y los parásitos de la capsula a la entrada y la salida.

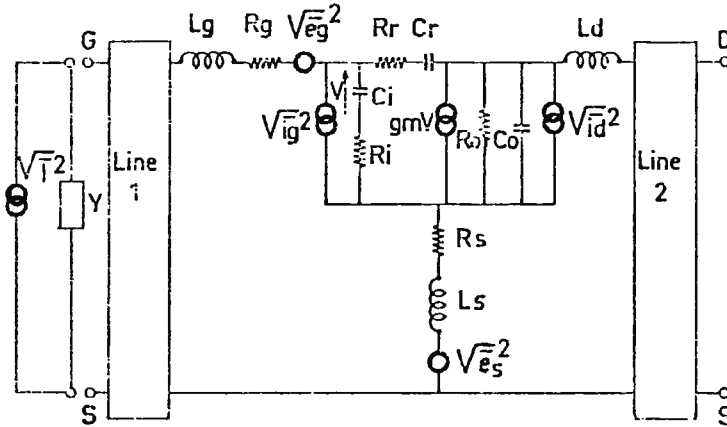


Figura 1.- Circuito equivalente para RF y ruido en fuente común

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_m &= \varepsilon_{om} e^{-j\omega\tau} & R_g &= 1.5\Omega & \varepsilon_{om} &= .018\text{mhos} \\
 \bar{I}^2 &= 4KT \cdot R_e(Y) \cdot \Delta f & R_s &= 1.1\Omega & \tau &= 4.2\text{psec} \\
 \bar{e}_g^2 &= 4KT \cdot R_g \cdot \Delta f & R_i &= 9\Omega & L_g = L_d &= .38\text{nH} \\
 \bar{e}_s^2 &= 4KT \cdot R_s \cdot \Delta f & R_o &= 600\Omega & L_s &= .02\text{nH} \\
 \bar{i}_d^2 &= 4KT \cdot \varepsilon_{om} P \cdot \Delta f & R_r &= 2027\Omega & \text{Lin 1} &= 50\Omega; 1.27\text{mm.} \\
 \bar{i}_g^2 &= 4KT \frac{\varepsilon_{om}^2 C_i^2}{\varepsilon_{om}} \cdot R \cdot \Delta f & C_i &= .35\text{pF} & \varepsilon_e &= 7.1 \\
 & & C_r &= .004\text{pF} & \text{Lin 2} &= 50\Omega; .65\text{mm.} \\
 & & C_o &= .31\text{pF} & \varepsilon_e &= 7.1
 \end{aligned}$$

Los parámetros S calculados se muestran en las figuras 2a y 2b. Como se había previsto -- $|S_{11}|_{PC}$ es mucho menor que $|S_{11}|_{FC}$. Por otra parte, $|S_{22}|_{PC} > 1$ y $|S_{12}|_{PC} \gg |S_{12}|_{FC}$ lo que corresponde a una operación potencialmente inestable.

Simulación de los parámetros de ruido.

En la figura 1 se han incluido los generadores de ruido clásicos.

Las fuentes de ruido intrínsecas del FET se representan por dos generadores de corriente [2], [3]:

$$\overline{i_d^2} = 4 K T g_{om} P. \Delta f \quad (1)$$

$$\overline{i_g^2} = 4 K T \frac{\omega^2 C^2}{g_{om}} R \Delta f \quad (2)$$

Ambas corrientes se suponen incorreladas.

El factor de ruido de un cuadripolo lineal está dado por:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{\operatorname{Re}(Y)} |Y - Y_{on}|^2 \quad (3)$$

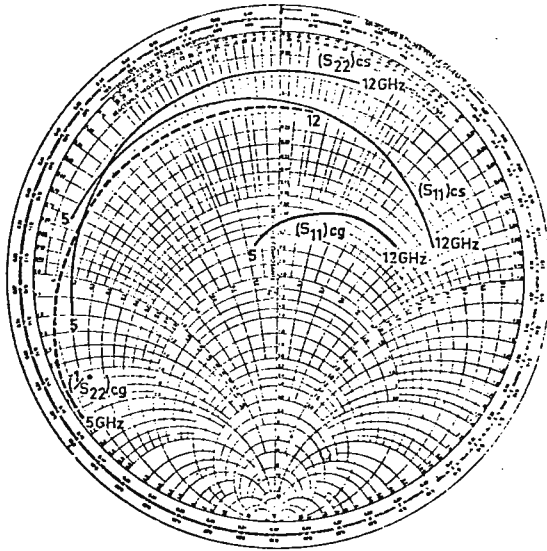


Fig. 2a.-Parámetros S_{11} y S_{22} en fuente común y puerta común

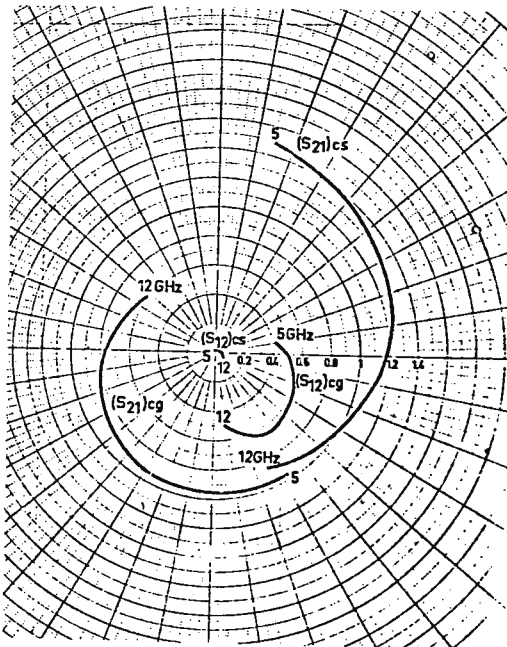


Fig. 2b.-Parámetros S_{11} y S_{22} en fuente común y puerta común

Si con la ayuda de la figura 1 se resolvieran cuatro ecuaciones como la anterior para -- cuatro valores diferentes de la admitancia de fuente, Y , se podrían obtener los cuatro parámetros de ruido. Para hacer ésto es necesario conocer los valores de P y R que dependen de -- la tecnología y la polarización [4]. Lo que se ha hecho es proceder a la inversa: se han optimizado con ordenador los valores de R y P a -- partir de los valores de F_{\min} e Y_{on} medidos a 6 y 10 GHz. Los valores de P y R obtenidos son 1,03 y 0,07 respectivamente.

Introduciendo los mismos generadores de ruido en los circuitos equivalentes en FC y PC -- puede calcularse como varían con la frecuencia los parámetros F_{\min} , R_n e Y_{on} . Esto se representa en las figuras 3a, 3b y 3c.

Se deducen las siguientes conclusiones:

- La figura de ruido mínima, F_{\min} , en PC es superior a la de FC a frecuencias por encima de 5 GHz. A 11 GHz la diferencia es de 3 dB.

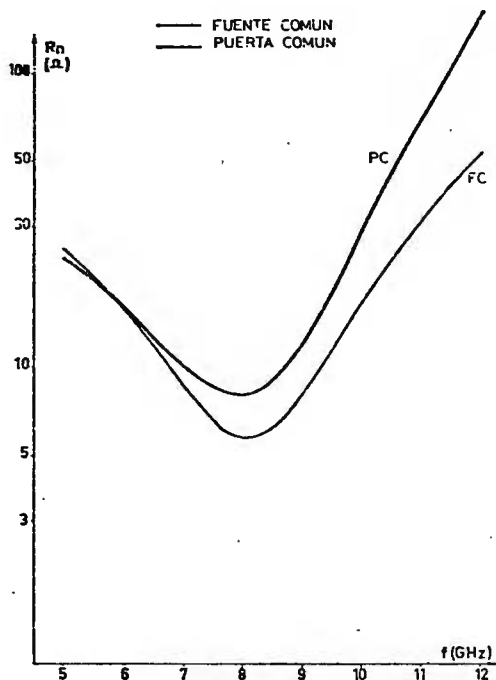


Fig. 3a Resistencia equivalente de ruido R_n en función de la frecuencia

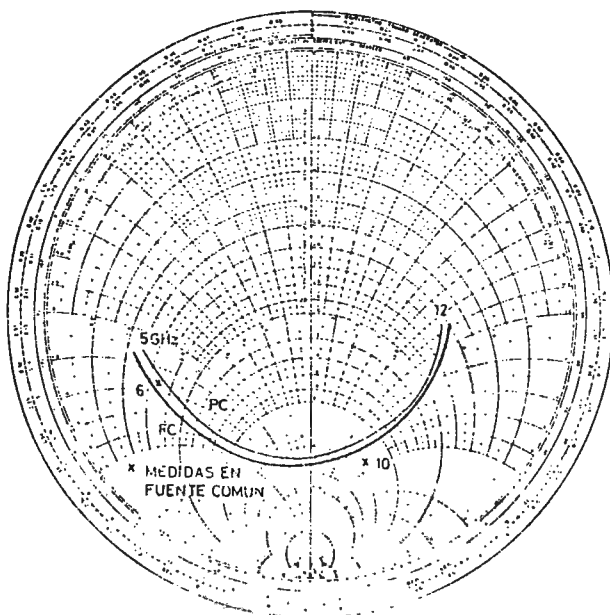


Fig. 3b Admitancia de mínimo ruido Y_{on} en función de la frecuencia

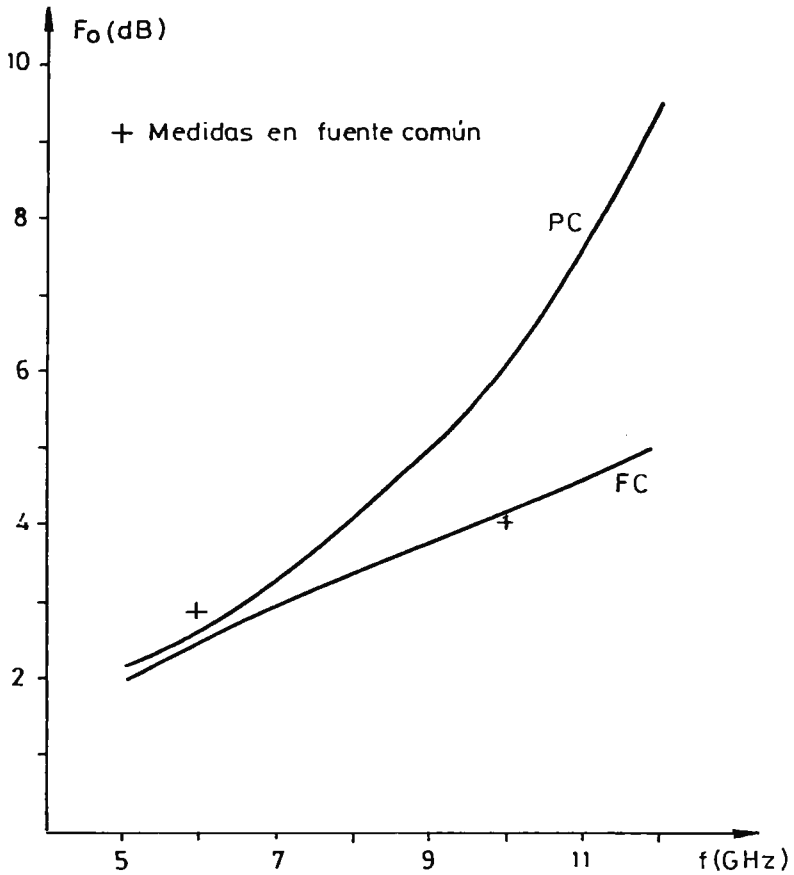


Fig. 3c Factor de ruido mínimo, F_{min} , en función de la frecuencia en fuente común y puerta común

- La admitancia de ruido mínima Y_{on} es similar en ambas configuraciones, lo que no corresponde con las variaciones de $|S_{11}|$.

Explicación de los resultados.

Los resultados obtenidos con esta simulación explica las desviaciones entre los resultados experimentales y las previsiones teóricas basadas en cálculos de baja frecuencia.

El modelo de baja frecuencia se basa en la suposición de que (p. ej. [1]):

$$\left| \frac{1}{R_o} + j\omega C_o \right| \ll g_{om} \quad (4)$$

(con la notación de [1] $|Y_{ds}| \ll |Y_{dg}|$)

Sin embargo esto no es válido por encima de 6 GHz debido a la influencia de la capacidad C_o . A 12 GHz, por ejemplo, el primer término vale $25 \cdot 10^{-3}$ mhos mientras que el segundo es $18 \cdot 10^{-3}$ mhos.

La simulación hecha muestra que en los transistores FET de microondas el factor de ruido

mínimo en puerta común es superior al de fuente común y que la disminución de $|S_{11}|$ no corresponde a un cambio apreciable en la admitancia de fuente para mínimo ruido.

Referencias.

- [1] A. Van der Ziel. "Equivalence of the noise figures of common-source and common-gate - FET circuits"
Electronics Letters, 1969, 5, pp. 161-162
- [2] A. Van der Ziel. "Thermal-noise in field-effect transistors"
Proc. IRE, 1962, 50, pp. 1808-1812
- [3] A. Van der Ziel. "Gate noise in field-effect transistors at moderately high frequencies"
Proc. IEEE, 1963, 51, pp. 461-467
- [4] W. Baechtold. "Noise behavior of Schottky barrier gate field-effect transistors at microwave frequencies"
IEEE Trans. on ED, 1971, 18. oo. 97-104

APLICACION DE LOS TRANSISTORES FET DE AsGa CON DOS PUERTAS A LOS AMPLIFICADORES DE MICROONDAS CON CONTROL AUTOMATICO DE GANANCIA.

Introducción.

El reciente desarrollo de los transistores FET de AsGa con dos puertas, ha atraído la atención de diversos laboratorios [1], [2].

Su mayor interés consiste en la diversidad de funciones que pueden realizar: amplificadores con C.A.G., moduladores de RF de alta velocidad, mezcladores, etc.

La primera de las aplicaciones mencionadas es la que se considera en este estudio. Para ello, estos transistores se montan en fuente común, empleando la primera puerta como entrada y el drenador como salida de RF.

La tensión continua de la segunda puerta se emplea para controlar la ganancia.

Esto elimina los complicados circuitos de control que son necesarios en los atenuadores a diodos PIN que hasta el presente son la solu

ción adoptada para los circuitos de CAG.

La aplicación concreta que se pretende, es el diseño de un amplificador con CAG, con un transistor Hitachi HCRL-94, en la banda de 1,2 a 1,7 GHz que es la de frecuencia intermedia - en los próximos enlaces hertzianos a 18 GHz y de las transmisiones por guía circular.

Margen de variación de la ganancia y la estabilidad en función de la polarización en continua.

El primer punto a determinar es la polarización en continua y la impedancia que debe cargar la segunda puerta.

El transistor puede caracterizarse como un cuadripolo cuyos parámetros S dependen de la polarización y del coeficiente de reflexión del acceso 3 (figura 1), de acuerdo con [3]:

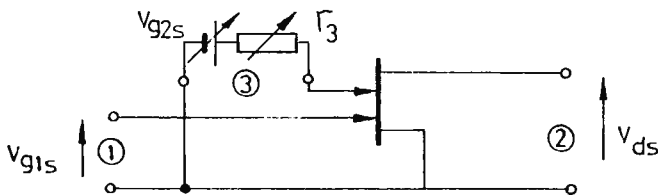


Fig. 1.- Esquema del transistor MESFET con dos puertas.

$$S'_{ik} = S_{ik} \left[\frac{(S_{i3} \cdot S_{3k})}{(1/\Gamma_3 - S_{33})} \right]$$

Se han medido los parámetros S para $V_{DS}=3V$ y combinaciones de valores de las tensiones -- primera puerta -fuente ($-2 \leq V_{g1s} \leq 0$) y segunda -puerta- fuente ($-3 \leq V_{g2s} \leq 0$) en la banda 1.2 - 1.7 GHz. Se han calculado los valores de S'_{ik} , la ganancia máxima disponible, G_{max} y el coeficiente de estabilidad k [4] en el plano Γ_3 . Para unos valores determinados de V_{g1s} y Γ_3 -- tanto G_{max} como k dependen de V_{g2s} y la frecuencia.

Interesa conocer el mínimo valor de $\Delta G = G_{max}(V_{g2s}=0) - G_{max}(V_{g2s}=-3)$ en la banda pues limita la utilidad del lazo de CAG. Este ΔG_{min} se ha calculado y dibujado en el plano Γ_3 . Los resultados se dan en las figuras 2,3 y 4 que muestran las curvas de $\Delta G_{min} = cte$ y la zona de inestabilidad, fuera de la cual es $k > 1$ para todas las frecuencias y valores de V_{g2s} .

Se han deducido las siguientes conclusiones:

a) Para $V_{g1s} = -2V$ todos los puntos del plano Γ_3

son inestables; b) Para $V_{g1s} = -1,5V$ y $V_{g2s} = 0V$ - todo el plano Γ_3 es inestable. Haciendo $-1 \geq V_{g2s} \geq -3$ la zona de inestabilidad se reduce pero continúa siendo considerable (figura 2); c) Para $V_{g1s} = -1V$ se reduce aún más esta zona pero también lo hace el valor de ΔG_{\min} (figura 3); d) Para $V_{g1s} = -0,5V$ y $0 \geq V_{g2s} \geq -3$ se obtiene un buen compromiso entre el valor de ΔG_{\min} y el tamaño de la zona de inestabilidad (figura 4). Si se aumenta V_{g1s} todavía más se obtienen valores de G_{\max} demasiado bajos.

Por tanto el punto seleccionado ha sido -- $V_{DS} = 3V$, $V_{g1s} = -0,5V$ y $0V \geq V_{g2s} \geq 3V$. Se ha comprobado que los valores positivos de V_{g2s} aumentan la zona de inestabilidad sin proporcionar un incremento apreciable de ΔG_{\min} . En la figura 5 se representan curvas de $G_{\max} = \text{cte}$, en el punto de polarización citado, para 1.45 GHz y $V_{g2s} = 0$ y las curvas de $G_{\max} = 10$ dB para frecuencias en el margen 1.2 - 1.7 GHz. Si quisiéramos ecualizar la G_{\max} a 10 dB empleando Γ_3 deberíamos --

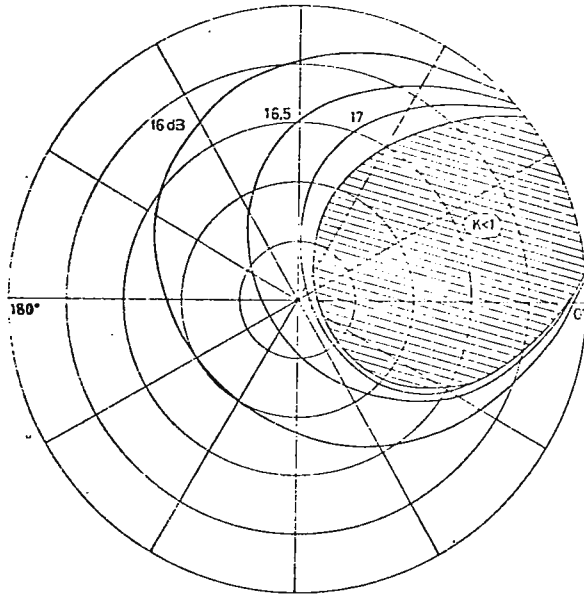


Fig. 2 - Curvas de $\Delta G_{\min} = \text{cte.}$ en el plano Γ_3 para $V_{g1S} = -1,5v$ y $-1v \geq V_{g2S} \geq -3v$.

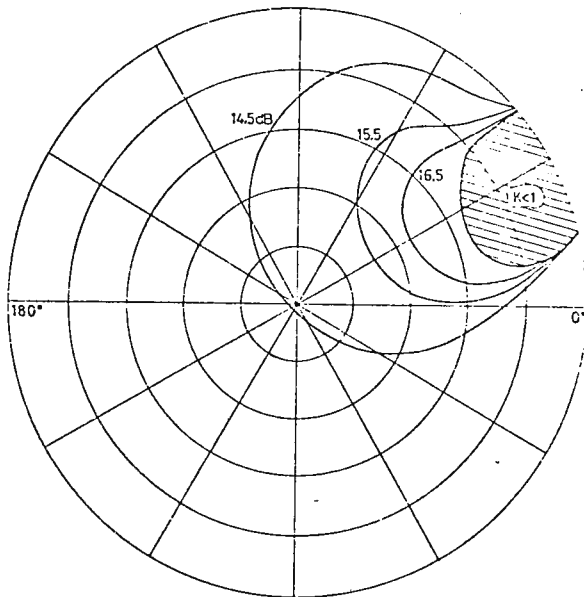


Fig. 3 - Curvas de $\Delta G_{\min} = \text{cte.}$ en el plano Γ_3 para $V_{g1S} = -1v$ y $0v \geq V_{g2S} \geq -3v$.

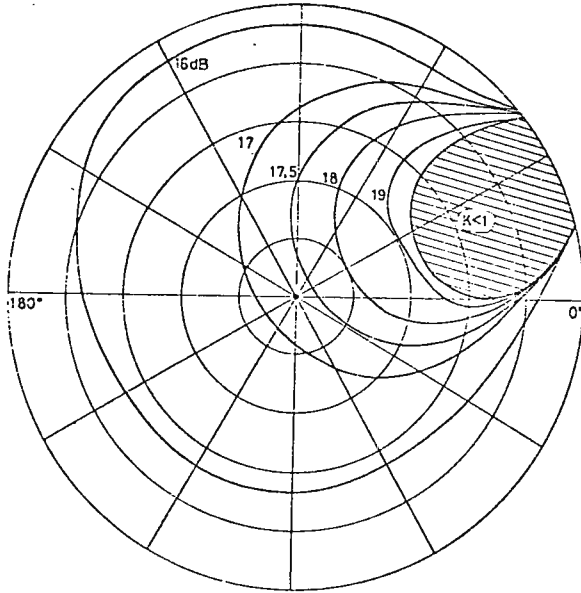


Fig. 4 Curvas de $\Delta G_{\min} = \text{cte.}$ en el plano r_3 para $V_{g1s} = -0,5 \text{ v.}$ y $0 \text{ v.} \geq V_{g2s} \geq -3 \text{ v.}$

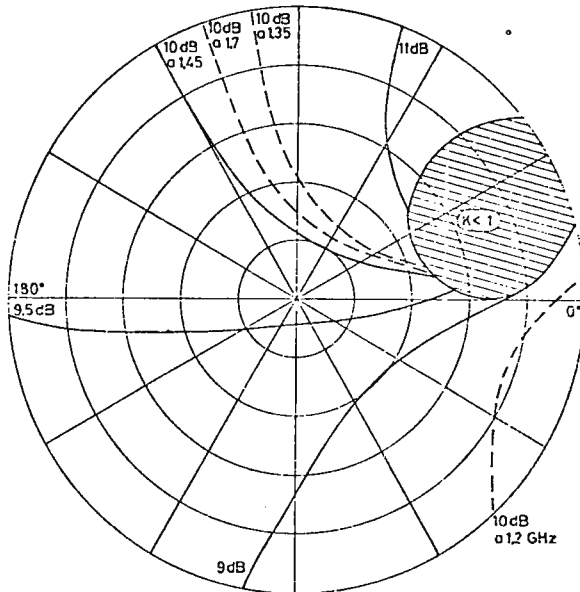


Fig. 5 Curvas de $G_{\max} = \text{cte.}$ en el plano y variación de la curva de 10 dB con la frecuencia

sintetizar una red que siguiera las variaciones con la frecuencia de la curva $G_{\max}=10$ dB sin cruzar por la zona inestable [2]. Esto es casi imposible. Es preferible hacer $\Gamma_3=0$, constante con la frecuencia, y ecualizar con las redes de entrada y salida, ya que el efecto ecualizador de Γ_3 es secundario respecto al de estas redes.

Diseño de las redes de entrada y salida.

Para el diseño de las redes de adaptación en banda ancha del transistor ya convertido en cuadripolo, se han establecido primero sendos circuitos equivalentes para la entrada y la salida.

Puesto que la G_{\max} del transistor es prácticamente plana en la banda para todos los valores de V_{g2s} , basta adaptar estos circuitos a 50 Ohmios mediante adaptadores tipo Chebischef. Las redes diseñadas se emplean como punto de partida para optimizar la respuesta total con ordenador.

En esta optimización el transistor se describe por sus parámetros S medidos.

Los circuitos equivalentes de entrada y salida se calculan a partir de las impedancias - que adaptan simultáneamente la entrada y la salida, Z_{me} , Z_{ms} [4]. La impedancia de entrada - del transistor $Z_e = Z_{me}^*$ se representa por un circuito $R_e - C_e$ serie y la de salida $Z_s = Z_{ms}^*$ por -- uno $R_s - C_s$ paralelo. Estos elementos varían ligeramente con la frecuencia y la tensión V_{g2s} , por lo que se han tomado unos valores medios: $R_e = 16\Omega$, $C_e = 0,52\text{pF}$, $R_o = 800\Omega$, $C_o = 0,33\text{pF}$.

En el diseño de los adaptadores de entrada y salida se han empleado los métodos expuestos en [5].

- Red de entrada.

El prototipo paso-bajo de entrada se diseña de forma que el valor de la atenuación máxima dentro de la banda, $(L_A)_{\max}$, sea mínimo.

El Q de entrada es:

$$Q_e = \frac{1}{2\pi f_0 R_e C_e} = 13,2 \text{ para } f_0 = 1,45 \text{ GHz}$$

y la anchura de banda relativa

$$W = \frac{1,7-1,2}{1,45} = 0,34$$

lo que da un decremento para el prototipo

$$\delta = \frac{1}{WQ_e} = 0,22$$

Con un adaptador de tres secciones, $n=3$, se deduce [5] $(L_A)_{\max} = 1,85 \text{ dB}$, un rizado de $0,38 \text{ dB}$ en la banda de paso y pueden calcularse los elementos del prototipo.

A partir del prototipo paso-bajo, puede obtenerse un adaptador paso banda mediante un --cambio de variable para la frecuencia. El circuito obtenido tendría resonadores en serie y paralelo formados por elementos concentrados. Si se intercalan inversores K pueden emplearse solo resonadores en serie.

Finalmente los resonadores de elementos con

centrados pueden sustituirse por secciones de línea en $\lambda_0/4$. Esto permite, teniendo en cuenta el efecto inversor de las secciones en $\lambda_0/4$ alternar inversores K y J (figura 6)

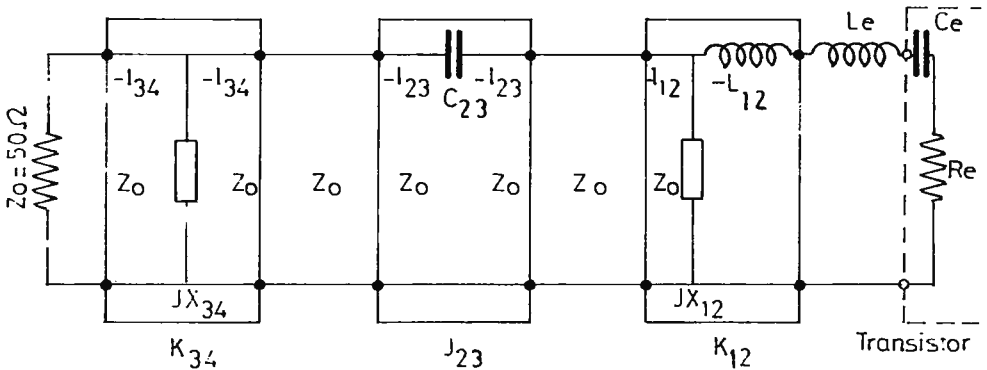


Figura 6.- Esquema del adaptador de entrada.

Los elementos negativos quedan absorbidos - por los positivos adyacentes. La capacidad de entrada, C_e , constituye con L_e el primer resonador.

La reactancia X_{12} puede servir para polarizar el transistor, mientras que C_{23} se emplea para bloquear la continua.

El cálculo de los elementos de la figura 6

conduce a los valores de la figura 7

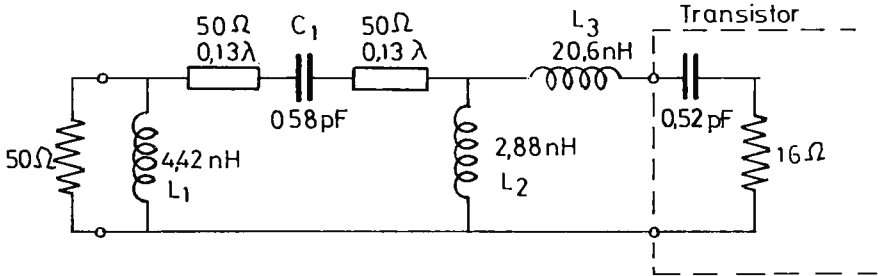


Figura 7.- Adaptador de entrada calculado.

- Red de salida.

Para que los elementos del adaptador de salida sean físicamente realizables, ha sido necesario añadir en paralelo con la salida una capacidad C_1 que pueda absorber la capacidad C_{12} (figura 8).

Esto hace aumentar el Q de salida, lo que hace necesario tomar $n=2$. En este caso se emplean resonadores en paralelo de constantes concentradas e inversores J . La inductancia L_1 puede emplearse para polarizar el transistor y la capacidad C_{12} para bloqueo de la c.c.

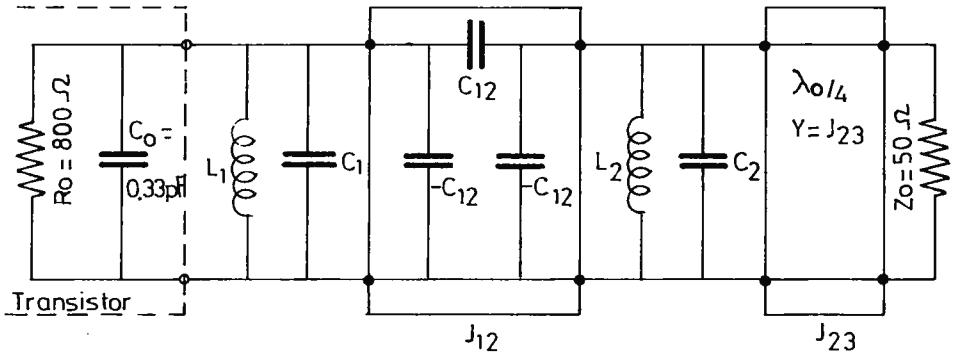


Figura 8.- Esquema del adaptador de salida

El valor de C_1 es optativo. Se ha tomado de forma que $\delta=0,4$, lo que da $(L_A)_{\max}=1$ dB y un - rizado de 0,45 dB. La capacidad C_2 se elige de forma que $C_1=-C_{12}$, lo que elimina un elemento del circuito. Los valores finales que se obtienen se dan en la figura 9.

Hay que señalar que, si el circuito equivalente empleado se considera constante, la atenuación dentro de la banda debida a los adaptadores de entrada y salida es $1,85$ dB+ 1 dB= $2,85$ decibelios que viene impuesta por el teorema de Fano [6]

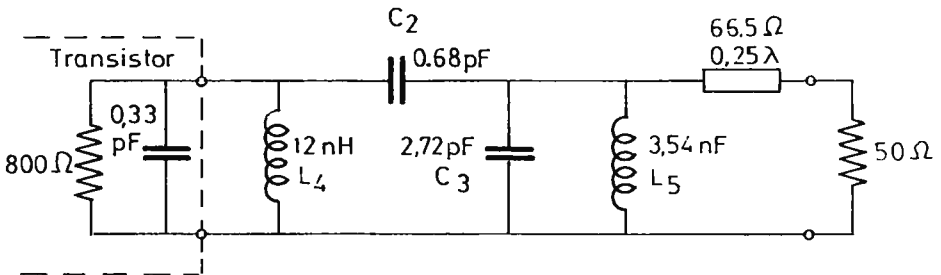


Figura 9.- Adaptador de salida calculado.

Optimización con el ordenador y resultados finales.

En el programa empleado se define una función U , que tiene en cuenta el rizado de la respuesta y su desviación cuadrática media respecto de valores prefijados. Esta función debe minimizarse, para lo cual se van variando los elementos del circuito alrededor de sus valores calculados y se retienen los valores que reducen U .

Una estrategia apropiada trata de minimizar las posibilidades de caer en falsos mínimos de

U. También se impide que los valores finales - de los elementos sean físicamente irrealizables.

La realización práctica del circuito obtenido, en tecnología híbrida, se da en el esquema de la figura 10. El inversor J de salida se ha eliminado en la optimización.

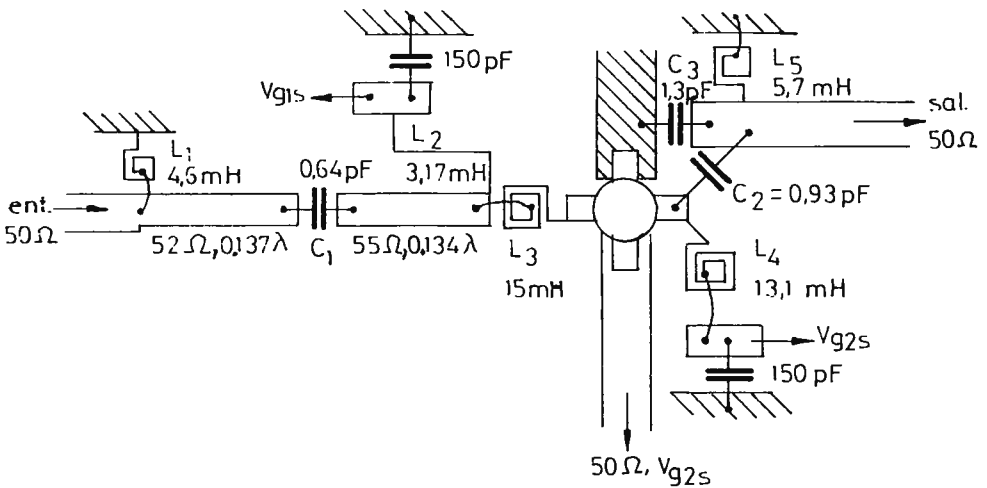


Figura 10.- Realización práctica del amplificador.

Finalmente la figura 11 muestra la respuesta del amplificador medida, que ofrece una buena concordancia con los cálculos teóricos.

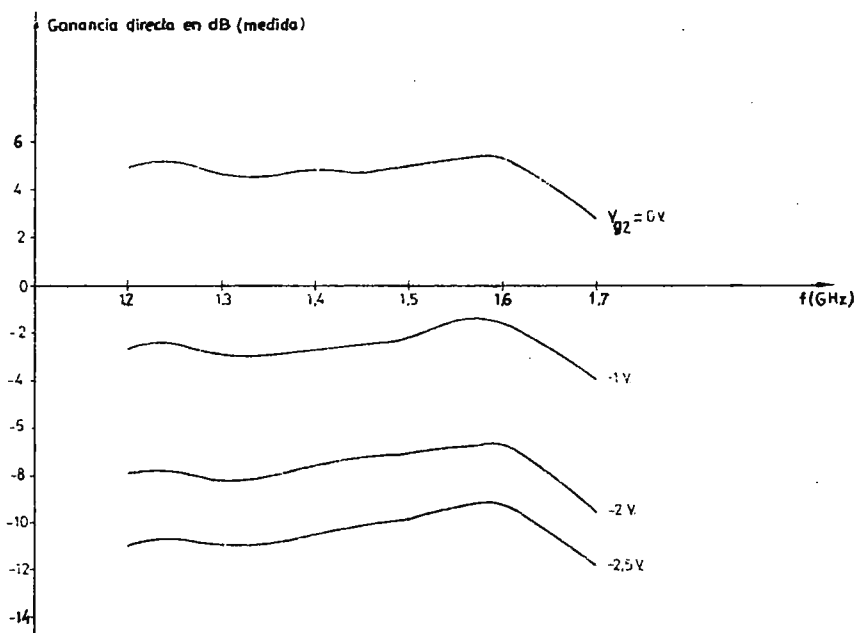


Figura 11.- Respuesta medida del amplificador.

Referencias.

- [1] Application of Dual-Gate GaAs FET to microwave variable-gain amplifier.
IEEE Int. Microwave Symp. Digest Tech. Papers (1974) pp. 351-353, M. Maeda and Y. Minai.
Central Research Laboratory, Hitachi, Ltd. Kokubunji, Tokyo, Japan.
- [2] Performance of Dual-Gate GaAs MES FET's as gain-controlled low-noise amplifiers and high-speed modulators.
IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. Vol. MTT-23, No. 6 June 1975.
C.A. Liechti.
Solid State Laboratory, Hewlett Packard Laboratories, Palo Alto, California

- [3] G. Bodway. "Circuit design and characterization of transistors by means of three-port scattering parameters"
Microwave J., Vol. 11, pp. 55-63, May 1968
- [4] --- "Two port power flow analysis using generalized scattering parameters" Microwave J., Vol. 10, pp. 61-69, May 1967.
- [5] G.L. Matthaei, L. Young and E.M.T. Jones, "Microwave Filters Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures".
New York, McGraw-Hill, 1964.
- [6] R.M. Fano, "Theoretical Limitations on the broadband matching of arbitrary impedances" J. Franklin Inst., Vol. 249, pp. 57-83 and 139-154 (January and February 1950).

DISEÑO DE AMPLIFICADORES MULTITAPAS CON BAJO RUIDO.

En el presente estudio se considera teóricamente el diseño de cadenas amplificadoras cuyas etapas puedan ser iguales o distintas.

En el diseño se considerarán diferentes compromisos entre el factor de ruido y la ganancia total.

La terminología empleada es la siguiente:

Para cada etapa, i

F_i = Factor de ruido

F_{oi} = Factor de ruido óptimo

R_{ni} = Resistencia equivalente de ruido

$Y_{ni} = G_{ni} + jB_{ni}$ = admitancia de fuente para mínimo ruido.

$Y_{si} = G_{si} + jB_{si}$ = admitancia de fuente

g_i = ganancia disponible de potencia

g_{oi} = ganancia disponible de potencia máxima

R_{gi} = parámetro de desviación de ganancia

$Y_{gi} = G_{gi} + jB_{gi}$ = admitancia de fuente para ganancia máxima.

$Y_{opi} = G_{opi} + B_{opi}$ = admitancia de fuente óptima en una cadena determinada.

Para la cadena,

F_t = factor de ruido total

F_{tm} = factor de ruido total mínimo

g_t = ganancia disponible de potencia total

g_{tM} = ganancia disponible de potencia total máxima

F_{tM} = factor de ruido total para $g_t = g_{tM}$

g_{tm} = ganancia disponible de potencia para $F_t = F_{tm}$

M_t = medida de ruido total

M_{tm} = medida de ruido total mínima

v = número de etapas.

En todo lo que sigue se supondrá $g_i > 1$

I. Factor de ruido total mínimo.

Se sabe que en una etapa amplificadora [1]

y [2]

$$F_i = F_{oi} + \frac{R_{ni}}{G_{si}} [(G_{ni} - G_{si})^2 + (B_{ni} - B_{si})^2] \quad (1)$$

$$1/g_i = \frac{1}{g_{oi}} + \frac{R_{gi}}{G_{si}} [(G_{gi} - G_{si})^2 + (B_{gi} - B_{si})^2] \quad (2)$$

y en una cadena

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{g_1} + \dots + \frac{F_v - 1}{g_1 g_2 \dots g_{v-1}} \quad (3)$$

$$g_t = g_1 \cdot g_2 \dots g_v \quad (4)$$

es decir tanto F_t como g_t son funciones de las admitancias de fuente de cada una de las etapas.

La opción más inmediata cuando se diseña un amplificador de v etapas es hacerlo a ganancia máxima. En este caso $Y_{opi} = Y_{gi}$, $g_t = g_{tM}$ y $F_t = F_{tM}$

Otra posibilidad es hacer el diseño a ruido mínimo. En este caso, debe resolverse el siguiente sistema de ecuaciones

$$\frac{\partial F_t}{\partial G_{si}} = \frac{\partial F_i}{\partial G_{si}} + A_i \frac{\partial}{\partial G_{si}} \left(\frac{1}{g_i} \right) = 0 \quad i=1, \dots, v \quad (5)$$

$$\frac{\partial F_t}{\partial B_{si}} = \frac{\partial F_i}{\partial B_{si}} + A_i \frac{\partial}{\partial B_{si}} \left(\frac{1}{g_i} \right) = 0$$

con $g_0 = 1$, $A_v = 0$

$$A_{i-1} = \frac{A_i}{\varepsilon_i} + F_{i-1} \quad i=2, \dots, v \quad (6)$$

El sistema (5) da como solución:

$$B_{opi} = \frac{R_{ni}B_{ni} + A_i R_{gi} B_{gi}}{R_{ni} + A_i R_{gi}} \quad (7)$$

$$G_{opi} = \left[\frac{R_{ni}[(B_{ni} - B_{opi})^2 + G_{ni}^2] + A_i R_{gi}[(B_{gi} - B_{opi})^2 + G_{gi}^2]}{R_{ni} + A_i R_{gi}} + \frac{G_{gi}^2}{R_{ni} + A_i R_{gi}} \right]^{1/2}$$

Para $i=v$ se tiene

$$\begin{aligned} G_{opv} &= G_{nv} \\ B_{opv} &= B_{nv} \end{aligned} \quad (8)$$

que permite calcular A_{v-1} y resolver el sistema de una forma recurrente, encontrándose

$$F_{tm} = F_1 + \frac{A_1}{\varepsilon_1} \quad (9)$$

$$\varepsilon_{tm} = \varepsilon_1 \varepsilon_2 \dots \varepsilon_v$$

Como era de esperar el diseño de cada etapa depende de las que le siguen pero no de las -- que preceden. En particular la última debe diseñarse a ruido mínimo puesto que su ganancia no influye en F_t .

Esto puede resultar poco práctico, pues la influencia de F_v en F_t puede ser muy pequeña y en muchos casos interesa mejorar la ganancia total con las últimas.

II. Factor de ruido total mínimo para una ganancia disponible total especificada.

Teniendo en cuenta lo anterior conviene plantear el problema de otra forma: encontrar el - mínimo valor de F_t en una cadena cuando la ganancia total está especificada. En el espacio determinado por las 2v variables independientes $[G_{si}, B_{si}]$ hemos definidos dos puntos, el de ganancia máxima, g_{tM}, F_{tM} y el de ruido mínimo g_{tm}, F_{tm} .

Evidentemente $g_{tm} < g_{tM}$ y $F_{tm} < F_{tM}$. La diferencia entre ambos pares de valores puede ser considerable.

Trataremos de encontrar el mínimo valor de F_t cuando g_t se fija de la forma $g_{tm} < g_t < g_{tM}$, o sea

$$F_t = \min \quad (10)$$

$$\text{con } 1/g_t = K$$

que se resuelve haciendo

$$F_t + A \left(\frac{1}{g_t} - K \right) = \min \quad (11)$$

donde A es un parámetro a determinar.

El problema queda planteado en la forma:

$$\frac{\partial F_i}{\partial G_{si}} + A'_i \frac{\partial}{\partial G_{si}} \left(\frac{1}{g_i} \right) = 0 \quad i=1, \dots, v \quad (12)$$

$$\frac{\partial F_i}{\partial B_{si}} + A'_i \frac{\partial}{\partial B_{si}} \left(\frac{1}{g_i} \right) = 0 \quad i=1, \dots, v \quad (13)$$

$$\frac{1}{g_t} = K \quad (14)$$

$$\text{con } A'_{i-1} = \frac{A_i}{g'_i} + F_{i-1} \quad i=2, \dots, v \quad (15)$$

$$A'_v = A \quad (16)$$

Las soluciones de las ecuaciones (12) y (13) están dadas por (7) sustituyendo A_i por A'_i , lo que permite calcular Y_{opi} en función de A . El valor de A se deduce de (14) y el factor de -- ruido total de

$$F_t = \frac{A'_1}{\varepsilon_1} + F_1 - \frac{A}{\varepsilon_t} \quad (17)$$

La diferencia entre las expresiones de A'_i y las A_i del epígrafe I ($i=1, \dots, v-1$) es $A/\varepsilon_{i+1} \dots \dots \varepsilon_v$ (para $i=v$ $A_v=0$ $A'_v=A$), es decir la diferencia entre ambas disminuye a medida que nos acercamos a las primeras etapas, siendo mayor -- para las últimas.

Esto indica que la desviación respecto al -- caso anterior (F_{tm}) se va repartiendo entre -- las diferentes etapas siendo más importante en las últimas.

Un razonamiento intuitivo puede conducirnos a algunas propiedades de A cuya demostración rigurosa es complicada.

En la ecuación (11) se ve que A es un factor

de peso cuyo valor depende de la importancia - que se de a la ganancia respecto al ruido.

En particular si $g_t = g_{tm}$, entonces $A=0$ y el cálculo se hace a ruido mínimo y si $g_t = g_{tM}$, el módulo de A se hace infinito y el cálculo se hace a ganancia máxima como se ve en (7) tomando el límite.

Para saber cual de los dos semiejes de A es el válido tratemos de calcular el valor mínimo de la medida de ruido total

$$M_t = \frac{F_t - 1}{1 - 1/g_t} \quad (18)$$

$$\frac{\partial F_t}{\partial G_{si}} + M_t \frac{\partial}{\partial G_{si}} \left(\frac{1}{g_t} \right) = 0$$

$$\frac{\partial F_t}{\partial B_{si}} + M_t \frac{\partial}{\partial B_{si}} \left(\frac{1}{g_t} \right) = 0 \quad (19)$$

es decir si el valor de g_t elegido en (10) hubiera sido el correspondiente a M_t mínima, el valor de A encontrado sería precisamente M_{tm} , lo que demuestra que A es siempre positivo ya

que M_t lo es siempre [3].

Volviendo a las ecuaciones (7), sustituyendo las A_i por las $A_i^!$ dadas en (15) y (16) se observa que para cada valor de A se obtiene una serie de valores G_{opi} , B_{opi} que representan un punto en el espacio $[G_{si}, B_{si}]$. Los puntos así obtenidos recorren una línea entre g_{tm} , F_{tm} ($A=0$) y g_{tM} , F_{tM} (A tendiendo a $+\infty$) que contiene al punto de M_t mínima ($A=M_{tm}$).

Los puntos de esta "línea óptima" tienen la propiedad de ser los de más bajo ruido para ganancias comprendidas entre g_{tm} y g_{tM} .

Para encontrar el valor de A y resolver el sistema prácticamente se puede emplear el siguiente método:

Se dan valores de A según la progresión 1,2, 4,8,... y se calculan los valores de g_t correspondientes hasta encontrar un intervalo de valores de A que contenga el valor buscado (figura 1). Debe tenerse en cuenta que g_t es una -- función monótona de A .

Una vez definido este intervalo, el valor - buscado se encuentra mediante divisiones sucesivas del mismo por 2.

III. Medida de ruido total mínima.

De acuerdo con el párrafo anterior, es fácil calcular M_{tm} .

Para ello pueden emplearse las ecuaciones - (12)(13)(15) y (16) y sustituir (14) por $M_t = \min$.

La solución de las ecuaciones (12) y (13) es de la forma (7) sustituyendo A_i por A_i^1 .

Debe tenerse en cuenta que M_t es una función de A que tiene un solo mínimo (figura 2).

Un método que puede emplearse consiste en - encontrar primero un intervalo finito que con- tenga el mínimo, para lo cual se dan a A valores en progresion 1,2,4,8, ..., calculándose en ca- da uno de ellos la derivada de M_t hasta encon- trar dos consecutivos cuyas derivadas tengan - signos opuestos.

Una vez encontrado el intervalo de incerti- dumbre se va subdividiendo siguiendo la ley del

que M_t lo es siempre [3].

Volviendo a las ecuaciones (7), sustituyendo las A_i por las A_i' dadas en (15) y (16) se observa que para cada valor de A se obtiene una serie de valores G_{opi} , B_{opi} que representan un punto en el espacio $[G_{si}, B_{si}]$. Los puntos así obtenidos recorren una línea entre g_{tm} , F_{tm} ($A=0$) y g_{tM} , F_{tM} (A tendiendo a $+\infty$) que contiene al punto de M_t mínima ($A=M_{tm}$).

Los puntos de esta "línea óptima" tienen la propiedad de ser los de más bajo ruido para ganancias comprendidas entre g_{tm} y g_{tM} .

Para encontrar el valor de A y resolver el sistema prácticamente se puede emplear el siguiente método:

Se dan valores de A según la progresión 1,2, 4,8,... y se calculan los valores de g_t correspondientes hasta encontrar un intervalo de valores de A que contenga el valor buscado (figura 1). Debe tenerse en cuenta que g_t es una -- función monótona de A .

Una vez definido este intervalo, el valor - buscado se encuentra mediante divisiones sucesivas del mismo por 2.

III. Medida de ruido total mínima.

De acuerdo con el párrafo anterior, es fácil calcular M_{tm} .

Para ello pueden emplearse las ecuaciones - (12)(13)(15) y (16) y sustituir (14) por $M_t = \min$.

La solución de las ecuaciones (12) y (13) es de la forma (7) sustituyendo A_i por A_i' .

Debe tenerse en cuenta que M_t es una función de A que tiene un solo mínimo (figura 2).

Un método que puede emplearse consiste en - encontrar primero un intervalo finito que con- tenga el mínimo, para lo cual se dan a A valores en progresion 1,2,4,8, ..., calculándose en ca- da uno de ellos la derivada de M_t hasta encon- trar dos consecutivos cuyas derivadas tengan - signos opuestos.

Una vez encontrado el intervalo de incerti- dumbre se va subdividiendo siguiendo la ley del

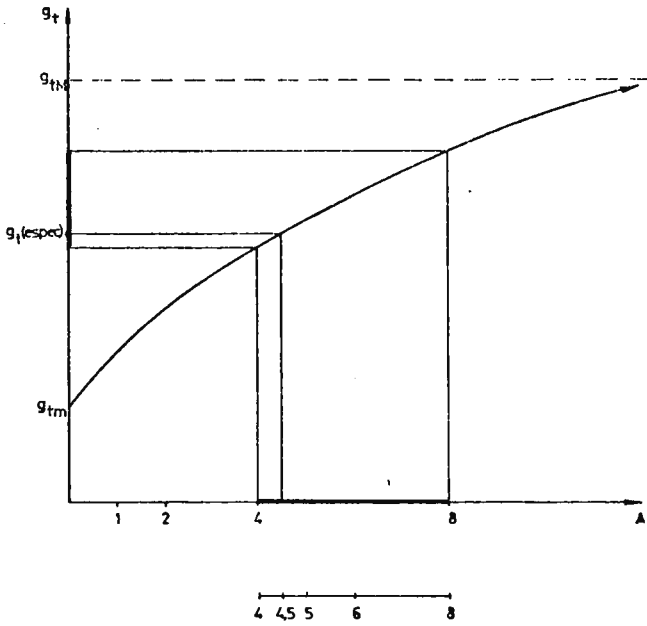


Fig. 1 Método empleado para calcular el valor de A que corresponde a una g_t especificada

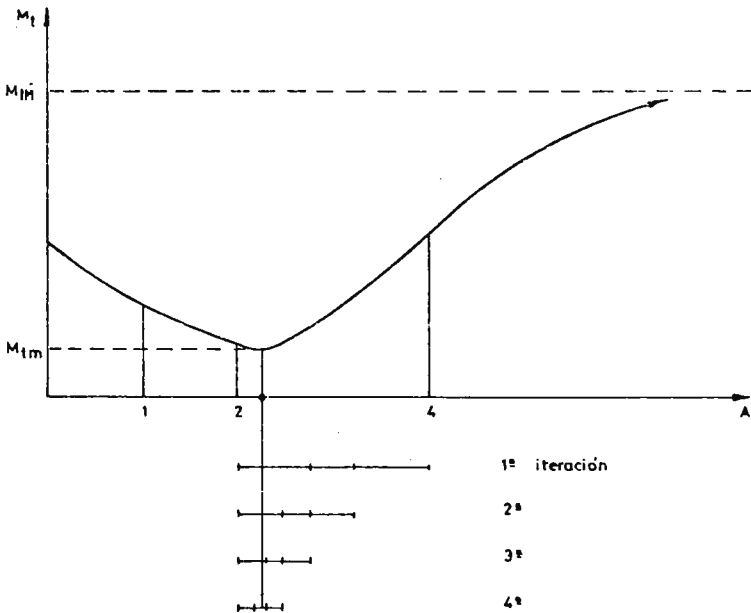


Fig. 2 Método empleado para calcular el valor de A que corresponde a M_{tm}

segmento aureo [4].

IV. Ruido mínimo en banda ancha.

Para diseñar un amplificador de bajo ruido en banda ancha pueden seguirse distintos criterios.

Nosotros vamos a considerar el caso de obtener un factor de ruido mínimo con una ganancia constante en una banda determinada.

De acuerdo con el epígrafe II puede calcularse a cada una de las frecuencias de la banda - el valor mínimo de F_t con $g_t = \text{cte}$ y las admitancias Y_{opi} que debe ver cada una de las etapas.

El problema consiste en encontrar las redes que presenten estas admitancias.

Si se emplea un método de diseño por ordenador, una buena elección de la función objeto a minimizar es:

$$U = F_t - 1 + \frac{A}{g_t} \quad (20)$$

cuyo valor mínimo en toda la banda se conoce, así como el valor del factor de peso, A, entre el factor de ruido y la ganancia, que será --

función de la frecuencia.

Puede calcularse fácilmente una cota superior de la desviación máxima que se obtendrá en U respecto a su valor óptimo, cuando se permite una desviación igual a H a cada admitancia Y_{si} respecto de su valor óptimo Y_{opi} , es decir cuando

$$|Y_{si} - Y_{opi}| \leq H \quad (21)$$

lo que reduce los cálculos durante el proceso de optimización.

Para ello descompongamos la función U de la siguiente manera

$$U_v = A \quad (22)$$

$$U_{i-1} = F_{i-1} + \frac{U_i}{g_i}$$

$$U = F_{1-1} + \frac{U_1}{g_1} \quad (23)$$

en un momento dado de la optimización, el valor mínimo de cada una de estas U_{i-1} consideradas como funciones de Y_{si} se obtiene para una Y'_{opi} que coincidirá con Y_{opi} solamente cuando las etapas que sigan a la i estén diseñadas en el

punto óptimo.

De acuerdo con [5] las expresiones (23) pueden ponerse en la forma

$$U_v = A$$

$$U_{i-1} = u_{i-1} + \frac{R_{ni} + U_i R_{gi}}{G_{si}} |Y_{si} - Y'_{opi}|^2 \quad (24)$$

$$U = u + \frac{R_{n1} + U_1 R_{g1}}{G_{s1}} |Y_{s1} - Y'_{op1}|^2$$

donde las Y'_{opi} se calculan de las expresiones (7) sustituyendo A_i por U_i y

$$u_{i-1} = \left[T_{i-1} + \frac{U_i}{g_i} \right]_{Y_{si} = Y'_{opi}} \quad (25)$$

Si se permite una desviación máxima H de cada Y_{si} respecto a los valores Y'_{opi} es decir, si

$$|Y_{si} - Y'_{opi}| \leq H \quad (26)$$

es fácil calcular de (24) el valor máximo U_{iM} de cada U_i y por tanto de U

$$U_{vM} = A$$

$$U_{i-1M} = u_{i-1} + \frac{R_{ni} + R_{gi} U_{iM}}{G'_{opi} - H} \cdot H^2 \quad (27)$$

$$U_M = u + \frac{R_{n1} + U_{1M}}{G'_{op1} - H} \cdot H^2$$

evidentemente debe ser $G'_{opi} > H$.

En las expresiones (27) los valores de G'_{opi} se obtienen de (7) con $A_i = U_{iM}$.

El valor de U_M que se obtiene así es una cota superior del máximo valor que puede alcanzar U cuando se impone la condición (22).

Resumiendo: el método expuesto permite calcular un valor de H que dé una variación máxima de U admisible y elimina por tanto la necesidad de calcular U durante el proceso de optimización.

Referencias.

- [1] "IRE Standards on Electron Tubes: Methods of Testing" 1962, 62 IRE 7 S1, pt. 9: "Noise in Linear Twoports"
- [2] H. Fukui "Available power gain, noise figure, and noise measure of two-ports and - -"

their grafical representations" IEEE Tranactions on Circuit Theory. Vol. CT-13, - No. 2 pp. 137-142, June 1966.

- [3] H.A. Haus, R.B. Adler "Optimum noise performance of linear amplifiers" Proc. IRE, pp. 1517-1533, Aug. 1958.
- [4] J.W. Bandler "Optimization methods for -- computer-aided design" IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. Vol. MTT-17, No. 8, Aug. 1969.
- [5] R.S. Tucker "Low-noise design of microwa-ve transistor amplifiers" IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, pp. 697-700, Aug. 1975.



FUNDACION JUAN MARCH SERIE UNIVERSITARIA

Titulos Publicados:

- 1.— *Semántica del lenguaje religioso/A. Fierro*
(Teología. España, 1973)
- 2.— *Calculador en una operación de rectificación discontinua/A. Mulet*
(Química. Extranjero, 1974)
- 3.— *Skarns en el batolito de Santa Olalla/F. Velasco*
(Geología. España, 1974)
- 4.— *Combustión de compuestos oxigenados/J. M. Santiuste*
(Química. España, 1974)
- 5.— *Películas ferromagnéticas a baja temperatura/José Luis Vicent López*
(Física. España, 1974)
- 6.— *Flujo inestable de los polímeros fundidos/José Alemán Vega*
(Ingeniería. Extranjero, 1975)
- 7.— *Mantenimiento del hígado dador in vitro en cirugía experimental*
José Antonio Salva Lacombe (Medicina, Farmacia y Veterinaria. España, 1973)
- 8.— *Estructuras algebraicas de los sistemas lógicos deductivos/José Plá Carrera*
(Matemáticas. España, 1974)
- 9.— *El fenómeno de inercia en la renovación de la estructura urbana.*
Francisco Fernández-Longoría Pinazo (Urbanización del Plan Europa 2.000
a través de la Fundación Europea de la Cultura)
- 10.— *El teatro español en Francia (1935-1973)/F. Torres Monreal*
(Literatura y Filología. Extranjero, 1971)
- 11.— *Simulación electrónica del aparato vestibular/J.M. Drake Moyano.*
(Métodos Físicos aplicados a la Biología. España, 1974)
- 12.— *Estructura de los libros españoles de caballerías en el siglo XVI.*
Federico Francisco Curto Herrero (Literatura y Filología. España, 1972)
- 13.— *Estudio geomorfológico del Macizo Central de Gredos*
M. Paloma Fernández García (Geología. España, 1975)
- 14.— *La obra gramatical de Abraham Ibn 'Ezra/Carlos del Valle Rodriguez*
(Literatura y Filología. Extranjero, 1970)

- 15.— *Evaluación de Proyectos de Inversión en una Empresa de producción y distribución de Energía Eléctrica.*
Felipe Ruíz López (Ingeniería. Extranjero, 1974)
- 16.— *El significado teórico de los términos descriptivos/Carlos Solís Santos*
(Filosofía. España, 1973)
- 17.— *Encaje de los modelos econométricos en el enfoque objetivos-instrumentos relativos de política económica./ Gumersindo Ruíz Bravo*
(Sociología. España, 1971)
- 18.— *La imaginación natural (estudio sobre la literatura fantástica norteamericana). / Pedro García Montalvo*
(Literatura y Filología. Extranjero, 1974)
- 19.— *Estudio sobre la hormona Natriurética. / Andrés Purroy Unanua*
(Medicina, Farmacia y Veterinaria. Extranjero, 1973)
- 20.— *Análisis farmacológico de las acciones miocárdicas de bloqueantes Beta-Adrenérgicos./ José Salvador Serrano Molina*
(Medicina, Farmacia y Veterinaria. España, 1970)
- 21.— *El hombre y el diseño industrial./Miguel Durán-Lóriga*
(Artes Plásticas. España, 1974)
- 22.— *Algunos tópicos sobre teoría de la información./ Antonio Pascual Acosta*
(Matemáticas. España, 1975)
- 23.— *Un modelo simple estático. Aplicación a Santiago de Chile*
Manuel Bastarache Alfaro (Arquitectura y Urbanismo. Extranjero, 1973)
- 24.— *Moderna teoría de control: método adaptativo-predictivo*
Teoría y realizaciones. /Juan Manuel Martín Sánchez
(Ingeniería. España, 1973)
- 25.— *Neurobiología (I Semana de Biología. Conferencias-coloquio sobre Investigaciones biológicas 1977)*
- 26.— *Genética (I Semana de Biología. Conferencias-coloquio sobre Investigaciones biológicas 1977)*
- 27.— *Genética (I Semana de Biología. Conferencias-coloquio sobre Investigaciones biológicas 1977)*
- 28.— *Investigación y desarrollo de un analizador diferencial digital (A.D.D.) para control en tiempo real. /Vicente Zugasti Arbizu*
(Física. España, 1975)
- 29.— *Transferencia de carga en aleaciones binarias./ Julio A. Alonso*
(Física. Extranjero, 1975)
- 30.— *Estabilidad de osciladores no sinusoidales en el rango de microondas. / José Luis Sebastian Franco.*
(Física. Extranjero, 1974)

