

## TEMA 4

# Dispositivos Activos de Microondas I: Amplificadores

*Pasamos al terreno de los dispositivos activos: aquellos que necesitan de alimentación DC exterior para poder realizar su función. El circuito más común, el amplificador, tiene en frecuencias de Microondas especificidades que comienzan por los propios dispositivos utilizados. Los típicos transistores bipolares, e incluso los habituales encapsulados, dejan paso a componentes especiales, con tecnología y encapsulados que permitan el trabajar en frecuencias por encima de los 10, 20, 30, 40GHz.*

### 4.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS TRANSISTORES DE MICROONDAS

El rango frecuencial máximo de los transistores bipolares convencionales está, en la actualidad, en los 10GHz. A partir de ahí cobran importancia diferentes alternativas que vamos a describir a continuación. Como todo lo visto hasta ahora, también estos componentes discretos pasan a tener que cumplir especificaciones mucho más exigentes a la hora de utilizarlos en frecuencias elevadas. Veamos un par de Tablas Comparativas de diferentes dispositivos y diferentes tecnologías en función de la frecuencia:

**TABLE 11.1 Comparison of Gain and Noise Figure of Microwave Transistors (Gain and Noise Figure in dB)**

Frequency (GHz)	GaAs FET		GaAs HEMT		Silicon Bipolar		GaAs HBT	
	Gain	F <sub>min</sub>	Gain	F <sub>min</sub>	Gain	F <sub>min</sub>	Gain	F <sub>min</sub>
4	20	0.5	—	—	15	2.5	—	—
8	16	0.7	—	—	9	4.5	—	—
12	12	1.0	22	0.5	6	8.0	20	4.0
18	8	1.2	16	0.9	—	—	16	—
36	—	—	12	1.7	—	—	10	—
60	—	—	8	2.6	—	—	7	—

Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

Vemos que tenemos tres tipos principales de dispositivos y dos tipos de tecnologías. Empecemos por éstas.

#### 4.1.1 TECNOLOGÍAS: Silicio (Si) y Arseniuro de Galio (AsGa)

Vemos en el cuadro que, poniendo la barrera en los 10GHz, la tecnología del Silicio pierde su operatividad por sus mayores pérdidas intrínsecas. A partir de ahí se pasa a los

llamados Semiconductores III-V, representando estos números romanos el grupo de la Tabla Periódica a la que pertenecen los elementos constitutivos. El AsGa o Arseniuro de Galio es el semiconductor más utilizado de este tipo y su uso en aplicaciones de alta frecuencia y alta velocidad se basa en la mayor movilidad de los electrones en este material que en el Silicio. De hecho puede tener una movilidad 4 veces mayor para el mismo campo eléctrico aplicado.

Vemos que el AsGa es la tecnología predominante en frecuencias de microondas, pues mientras la tecnología de silicio bipolar y CMOS se queda en el techo de los 10GHz, con el AsGa podemos llegar hasta los 60GHz. Este material se usa tanto en la fabricación de elementos discretos como de circuitos integrados, como sucede en la tecnología del Silicio.

Las obleas de AsGa se fabrican de una forma muy similar a las de Silicio, pero su tamaño final es menor, debido a que el material AsGa es más blando y frágil, dando lugar a obleas de 7,5 o 10cm como máximo y además la tecnología está menos desarrollada, debido a que las cantidades de circuitos son mucho menores a nivel mundial que la de circuitos de Si.

Otra desventaja reside en la menor conductividad térmica, 2,5 veces menor, de este sustrato respecto al Si; lo que implica una menor capacidad de disipación y por tanto un menor índice de integración. Sumando todo esto, la conclusión es clara: *los circuitos integrados de AsGa son bastante más caros que los de Si.*

#### 4.1.2 TECNOLOGÍAS: Silicio-Germanio (SiGe), Fosforo de Indio (InP)

Estas tecnologías, que no aparecen en la tabla anterior por ser novedosas, empiezan a imponerse (en el caso de SiGe) como alternativa al AsGa en la parte baja de las microondas (o mejor dicho en la parte alta de la RF) debido a su menor costo. La de SiGe, se basa en la de Silicio, pero con el añadido de una capa de SiGe que hace que la movilidad sea un 70% mayor, por ejemplo en los transistores bipolares.

En cuanto al InP, es la tecnología de vanguardia de hoy en día en cuanto a velocidades debido a la máxima movilidad de sus electrones. Veamos a continuación una gráfica comparativa de la evolución en el tiempo de las tecnologías SiGe e InP y un cuadro comparativo de prestaciones de dispositivos HBT y HEMT (HFET = transistor de efecto de campo de heterounión), comparados con el máximo conseguido hoy en día con la tradicional de Silicio mejorada.

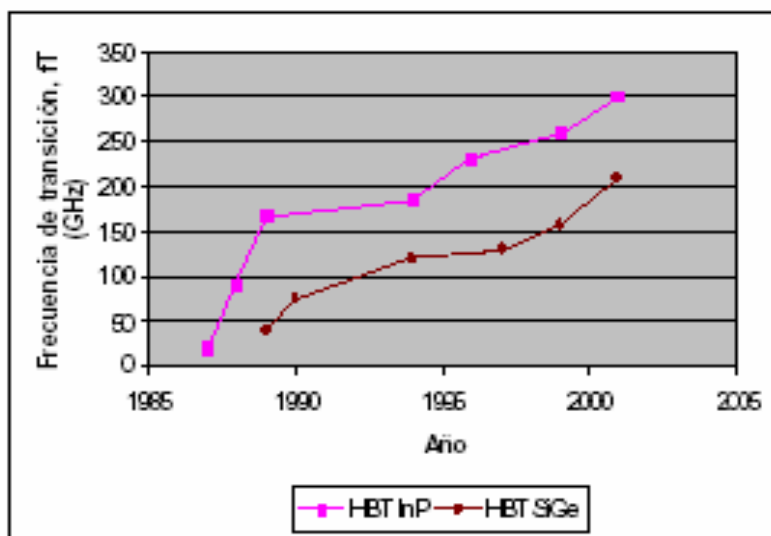


Fig.1. Progress in the maximum reported value of  $f_T$ .

Fuente: InP y SiGe Dos competidores en la carrera de alta velocidad. LLuis Prat Viñas y Pau García-Salvá. Mundo Electrónico Abril 2003

Está clara la superioridad del InP, y además tenemos que tener en cuenta la diferente escala dimensional de los dispositivos: mientras en el InP los tamaños son de 1 o 2  $\mu\text{m}$ , en el SiGe ya están en 0,14  $\mu\text{m}$  debido a la mayor madurez de la tecnología del Silicio. Por supuesto que esto hace que el SiGe sea mucho mejor en costo y ahí esta su ventaja, y la tendencia actual a un uso masivo de esta tecnología.

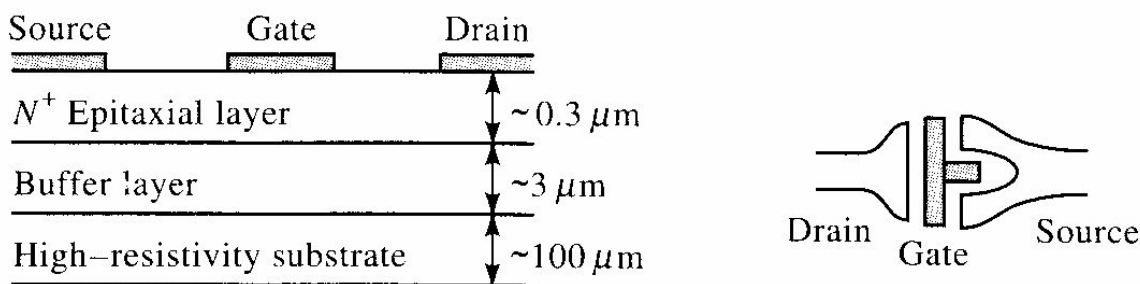
	HEMT-InP	HBT-InP	HBT-SiGe	MOS-Si	Notas
$f_T$	400GHz	300GHz	210GHz	51GHz	$f_T$ : frecuencia de transición
$f_{\text{max}}$	469GHz	1,1THz	89GHz	28GHz	$f_{\text{max}}$ : frecuencia de ganancia de potencia unidad
Amplificador	215GHz	175GHz	50GHz	25GHz	
Oscilador	213GHz	134GHz	58GHz	26GHz	
C. Digital	80Gbps	50Gbps	-	10Gbps	Biestables, multiplexores, etc.

Cara al futuro se vislumbran la reducción de dimensiones en el InP y AsGa y por tanto su abaratamiento, con lo que ambas competirán por ser la dominante. Vamos a ver ahora una breve descripción de los dispositivos activos que se fabrican en las diversas tecnologías.

### 4.1.3 DISPOSITIVOS: Transistor de Efecto de Campo o FET de Microondas

Vemos que comparte el rango de frecuencias con los transistores bipolares, aunque con una ganancia netamente superior y una Figura de Ruido inferior. Es el dispositivo más común, por ejemplo, en circuitos de consumo como la LNB de recepción de TV satélite en la banda Ku.

Su sección simplificada puede ser la de la figura:



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

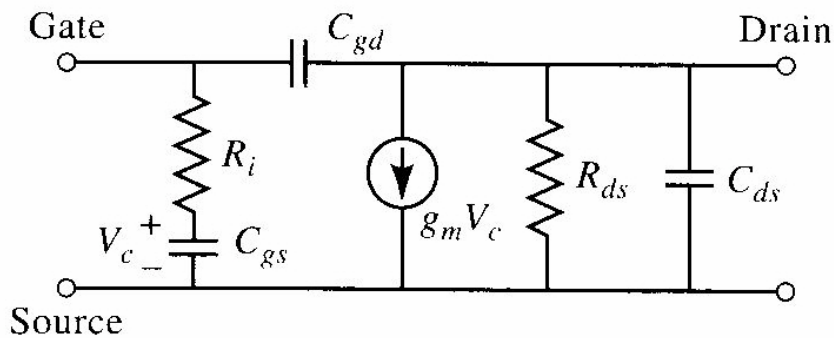
La fabricación de este tipo de transistores sigue el procedimiento básico habitual de deposición de capas finas sobre el sustrato semiconductor, por implantación iónica o por técnicas epitaxiales. En resumen:

- 1) 1er paso: Se forma la primera capa activa en el sustrato semiconductor, por implantación iónica o por técnicas epitaxiales. Para ello utilizamos máscaras de fabricación de gran precisión.

- 2) Se generan islas en esta capa activa, por “etching” o ataque químico de forma que se configuran los electrodos de los elementos activos; así se hacen las fuentes y drenadores de los FET.
- 3) Se añaden los contactos óhmicos para poder conectarse a estas partes activas por medio de una aleación de oro u oro/germanio con el sustrato.
- 4) Se forman las puertas (“gates”) de los transistores depositando un compuesto de titanio/platino/oro entre fuente y drenador. Así, ya están formados los transistores y se puede hacer una primera evaluación intermedia de la oblea completa.
- 5) Se reduce el espesor del sustrato cerámico a su dimensión final.
- 6) Se cortan los circuitos individuales de la oblea y se testan.
- 7) Si lo necesita o lo permite, se encapsula el transistor.

El proceso se ha presentado simplificado, pues en la realidad los pasos pueden llegar a ser muchos más. El resultado es una estructura de tres electrodos, en el que la frecuencia máxima de funcionamiento viene fijada por la longitud mínima de la puerta G; hoy en día esta longitud puede oscilar entre 0,3 y 0,6 $\mu\text{m}$  y esto corresponde a frecuencias entre 100 y 50GHz.

Habitualmente la configuración usada es la de surtidor S común. El circuito equivalente será el de la figura, sin incluir los parásitos del encapsulado en forma de pequeñas inductancias y resistencias en serie con los electrodos.



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

, con los principales valores típicos:

$$R_i \text{ (series gate resistance)} = 7 \Omega$$

$$R_{ds} \text{ (drain-to-source resistance)} = 400 \Omega$$

$$C_{gs} \text{ (gate-to-source capacitance)} = 0.3 \text{ pF}$$

$$C_{ds} \text{ (drain-to-source capacitance)} = 0.12 \text{ pF}$$

$$C_{gd} \text{ (gate-to-drain capacitance)} = 0.01 \text{ pF}$$

$$g_m \text{ (transconductance)} = 40 \text{ mS}$$

Entre los parámetros destaca que la capacidad entre salida y entrada es muy baja, por tanto el aislamiento entre ambas será muy bueno y podremos asumir sin problemas la suposición de *unilateralidad* del dispositivo. La frecuencia de transición  $f_T$  es un parámetro muy utilizado para comparar dispositivos activos: por definición es la frecuencia teórica a la que la ganancia de corriente del transistor se hace 1.

Para este caso del FET unilateral, podemos definirla como la frecuencia en la que se hace 1 la ganancia de corriente de cortocircuito:

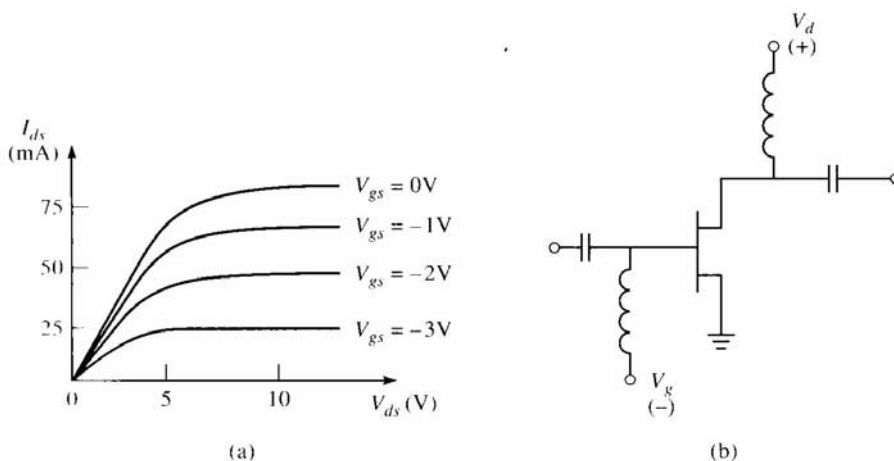
$$G_i^{sc} = \left| \frac{I_d}{I_g} \right| = \left| \frac{g_m V_c}{I_g} \right| = \frac{g_m}{\omega C_{gs}}$$

Haciendo 1 este valor, tendremos:

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

Si calculamos la frecuencia de transición para los valores típicos anteriores, tendremos que para 0,3pF de capacidad puerta-surtidor  $\rightarrow$  21GHz para  $f_T$ . Ya sabemos que esta frecuencia es una figura de mérito y que la frecuencia real de funcionamiento estará bastante por debajo de la misma; en el caso de funcionamiento como amplificador la frecuencia de trabajo suele estar 10 veces por debajo de la de transición.

Para trabajar con un transistor lo hemos de polarizar correctamente, dependiendo de si la aplicación es de bajo ruido, alta ganancia o alta potencia. En función de ello trabajaremos en una determinada Clase, A, AB, B, C, etc. y además tendremos en cuenta ante que dispositivo estamos: FET, Bipolar, HEMT, etc. En el caso de los FET cuentan con la desventaja de necesitar una tensión negativa para polarizar correctamente la puerta respecto al surtidor puesto a masa. Lo vemos en la figura, junto con las curvas típicas  $I_{ds} = f(V_{ds}, V_{gs})$ .



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

En las aplicaciones de bajo ruido, por ejemplo, la corriente de drenador se elige de un 15% de la corriente de saturación. En cambio cuando aumento la potencia de salida necesitaré corrientes de drenador más altas. El otro aspecto al que hay que prestar atención es a la correcta introducción de la polarización sin enturbiar el camino de la señal en los puntos comunes. Lo vemos en la figura en forma de choques que evitan que la señal pueda derivarse hacia las alimentaciones, que estarán correctamente desacopladas a masa.

Vamos a ver un caso real de transistor MESFET (METal-Semiconductor FET: usa una barrera Schottky en la puerta) para la recepción en banda Ku, y su esquema de aplicación.

**EJEMPLO 1:** Se trata de una etapa de entrada del Down-Link de una estación VSAT, en la que se usa en la cadena de recepción un MESFET de AsGa denominado **ATF-13736** del fabricante Avago Technologies <http://www.avagotech.com> (antes Hewlett-Packard y posteriormente Agilent Semiconductors) que a día de hoy está obsoleto, pero nos sirve como ejemplo de características reales.

2–16 GHz Low Noise Gallium Arsenide FET

Technical Data

ATF-13736

Features

- **Low Noise Figure:**  
1.8 dB Typical at 12 GHz
- **High Associated Gain:**  
9.0 dB Typical at 12 GHz
- **High Output Power:**  
17.5 dBm Typical at 12 GHz
- **Cost Effective Ceramic Microstrip Package**
- **Tape-and-Reel Packaging Option Available<sup>[1]</sup>**

Description

The ATF-13736 is a high performance gallium arsenide Schottky-barrier-gate field effect transistor housed in a cost effective microstrip package. Its noise figure makes this device appropriate for use in the gain stages of low noise amplifiers operating in the 2-16 GHz frequency range.

This GaAs FET device has a nominal 0.3 micron gate length with a total gate periphery of

36 micro-X Package



250 microns. Proven gold based metallization systems and nitride passivation assure a rugged, reliable device.

Electrical Specifications, T<sub>A</sub> = 25°C

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
NF <sub>O</sub>	Optimum Noise Figure: V <sub>DS</sub> = 2.5 V, I <sub>DS</sub> = 20 mA	f = 8.0 GHz	dB	1.5	2.2
		f = 12.0 GHz	dB	1.8	
		f = 14.0 GHz	dB	2.1	
		f = 14.0 GHz	dB	2.2	
G <sub>A</sub>	Gain @ NF <sub>O</sub> : V <sub>DS</sub> = 2.5 V, I <sub>DS</sub> = 20 mA	f = 8.0 GHz	dB	8.0	11.5
		f = 12.0 GHz	dB	8.0	9.0
		f = 14.0 GHz	dB	8.0	7.0
		f = 14.0 GHz	dB	8.0	7.0
P <sub>1dB</sub>	Power Output @ 1 dB Gain Compression: V <sub>DS</sub> = 4 V, I <sub>DS</sub> = 40 mA	f = 12.0 GHz	dBm	17.5	
G <sub>1dB</sub>	1 dB Compressed Gain: V <sub>DS</sub> = 4 V, I <sub>DS</sub> = 40 mA	f = 12.0 GHz	dB	8.5	
g <sub>m</sub>	Transconductance: V <sub>DS</sub> = 2.5 V, V <sub>GS</sub> = 0 V		mmho	25	55
I <sub>DSS</sub>	Saturated Drain Current: V <sub>DS</sub> = 2.5 V, V <sub>GS</sub> = 0 V		mA	40	50
V <sub>P</sub>	Pinch-off Voltage: V <sub>DS</sub> = 2.5 V, I <sub>DS</sub> = 1 mA		V	-4.0	-1.5

ATF-13736 Noise Parameters: V<sub>DS</sub> = 2.5 V, I<sub>DS</sub> = 20 mA

Freq. GHz	NF <sub>O</sub> dB	Γ <sub>opt</sub>		R <sub>N</sub> /50
		Mag	Ang	
4.0	1.1	.71	102	.10
6.0	1.3	.55	147	.07
8.0	1.5	.46	-144	.19
12.0	1.8	.50	-40	.88
14.0	2.1	.52	-2	1.17

ATF-13736 Typical Performance, T<sub>A</sub> = 25°C

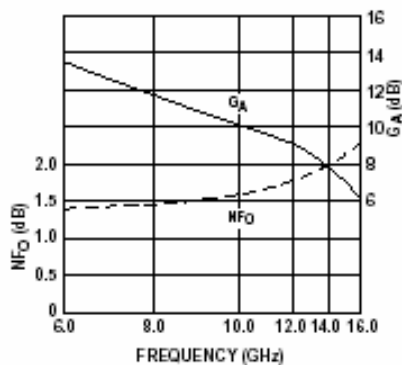


Figure 1. Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency. V<sub>DS</sub> = 2.5 V, I<sub>DS</sub> = 20 mA, T<sub>A</sub> = 25°C.

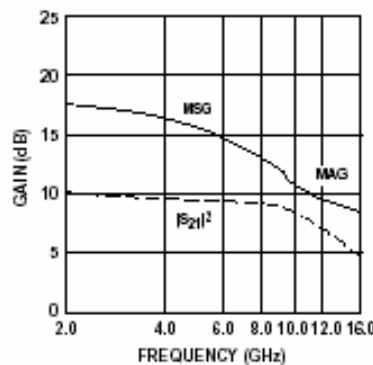


Figure 2. Insertion Power Gain, Maximum Available Gain and Maximum Stable Gain vs. Frequency. V<sub>DS</sub> = 2.5 V, I<sub>DS</sub> = 20 mA.

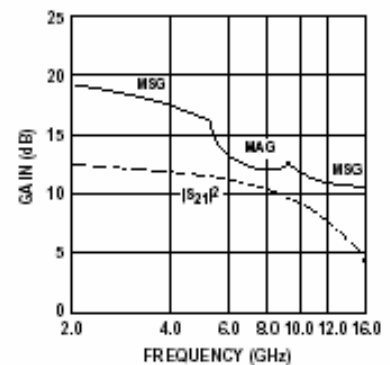


Figure 3. Insertion Power Gain, Maximum Available Gain and Maximum Stable Gain vs. Frequency. V<sub>DS</sub> = 2.5 V, I<sub>DS</sub> = 20 mA.

Source

Typical Scattering Parameters, Common Emitter,  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{DS} = 2.5 \text{ V}$ ,  $I_{DS} = 20 \text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$			
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.		
2.0	.94	-46	11.0	3.56	128	-25.4	.048	55	.59	-36
3.0	.86	-70	10.2	3.23	109	-25.2	.055	40	.57	-47
4.0	.84	-90	9.8	3.08	91	-23.1	.070	31	.56	-55
5.0	.77	-110	9.6	3.02	69	-20.9	.090	18	.52	-63
6.0	.68	-135	9.9	3.14	51	-19.3	.109	7	.47	-75
7.0	.59	-170	9.9	3.13	24	-18.0	.126	-12	.39	-92
8.0	.54	149	9.5	2.99	-1	-17.6	.132	-27	.30	-112
9.0	.56	112	8.8	2.75	-22	-16.9	.143	-43	.19	-121
10.0	.58	86	8.1	2.53	-43	-16.4	.152	-58	.11	-140
11.0	.60	63	7.6	2.41	-66	-16.5	.149	-73	.09	92
12.0	.64	39	7.0	2.24	-90	-17.1	.140	-81	.15	47
13.0	.68	20	6.4	2.08	-106	-17.6	.132	-90	.19	21
14.0	.70	9	6.0	1.99	-130	-18.0	.126	-97	.19	-3
15.0	.72	-1	5.2	1.83	-145	-18.2	.123	-111	.15	-26
16.0	.74	-17	4.6	1.70	-177	-18.4	.120	-129	.11	-34

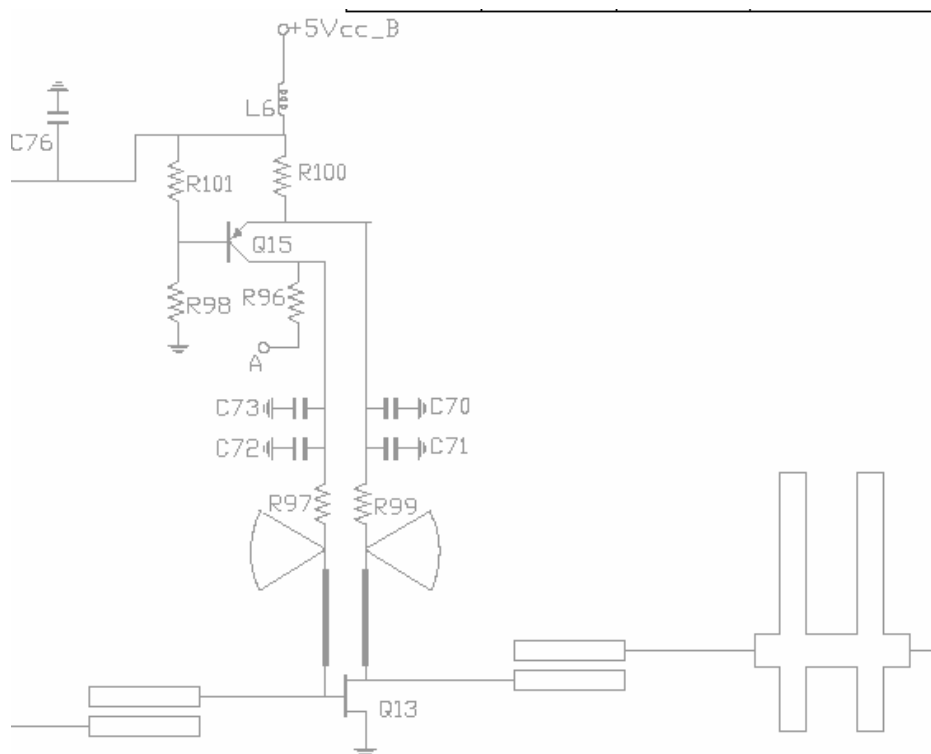
Source

Typical Scattering Parameters, Common Emitter,  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{DS} = 4 \text{ V}$ ,  $I_{DS} = 40 \text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$			
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.		
2.0	.88	-44	13.5	4.73	130	-25.4	.048	64	.67	-28
3.0	.76	-68	13.0	4.47	107	-24.9	.057	52	.61	-39
4.0	.68	-90	12.4	4.19	86	-22.5	.075	39	.57	-46
5.0	.56	-113	12.0	4.00	66	-21.0	.089	32	.52	-52
6.0	.42	-145	11.8	3.90	44	-19.8	.102	21	.44	-61
7.0	.37	161	11.5	3.74	20	-18.6	.117	9	.31	-75
8.0	.47	116	10.5	3.36	-3	-17.9	.128	-5	.17	-95
9.0	.57	90	9.4	2.96	-23	-17.2	.138	-19	.06	-143
10.0	.63	70	8.9	2.77	-41	-17.4	.135	-28	.06	128
11.0	.69	51	7.9	2.47	-63	-17.7	.131	-39	.17	100
12.0	.77	33	7.1	2.26	-82	-18.0	.126	-52	.26	75
13.0	.82	21	6.0	2.00	-101	-18.6	.118	-65	.35	62
14.0	.85	13	5.4	1.86	-117	-19.2	.110	-75	.39	54
15.0	.83	1	4.8	1.73	-134	-19.7	.104	-83	.41	49
16.0	.81	-17	4.4	1.65	-154	-19.8	.102	-103	.42	41

A model for this device is available in the DEVICE MODELS section.

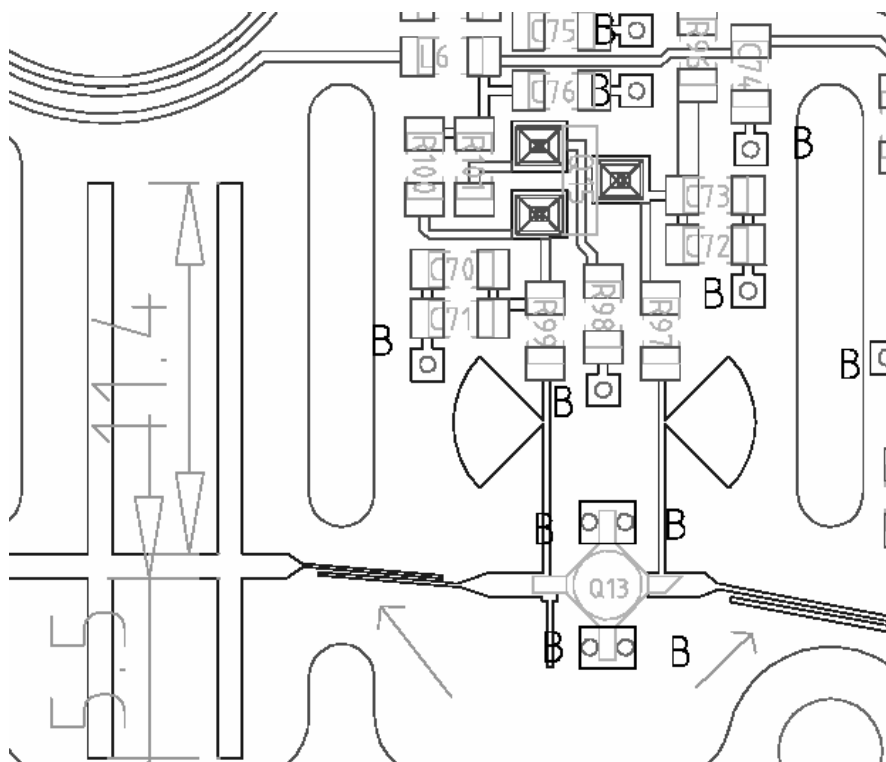
Esquema de aplicación, Fuente: Transceiver VSAT VSA-111, obsoleto, Ikusi s.a.



Vemos que el esquema de aplicación es, en esencia, el que se ha dado en la figura previa: el punto A sería en este caso la polarización negativa de puerta  $\rightarrow$  de hecho son -5 voltios filtrados por una celda paso bajo LC en PI. En cuanto a los choques, se han sustituido por líneas de cuarto de longitud de onda ( $\lambda/4 = 4,5\text{mm} = \frac{1}{4} \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{1}{4} \frac{3E11}{12E9 \times \sqrt{1,95}}$ ), de impedancia

característica alta ( $> 100\Omega$ ) la que se conecta al drenador y seguida de un equivalente a una línea de baja impedancia característica ( $25\Omega$ ) en forma de “mariposas” (butterfly) o stub radial. El efecto final es que el abierto se convierte en un cortocircuito virtual tras  $\lambda/4$  en  $Z_C$  baja y de nuevo en un abierto tras otros  $\lambda/4$  en  $Z_C$  alta. Todo para una frecuencia central.

Veamos el layout real, en el que la entrada vendría por la derecha y la salida por la izquierda. Los condensadores discretos de bajo valor, que son caros en frecuencias de microondas, se han sustituido por dos líneas acopladas de longitud  $\lambda/4 = 4,5\text{mm}$ ., que evitan el paso de continua.



Fuente: Transceiver VSAT VSA-111, obsoleto, Ikusi s.a.

Vemos también que los desacoplos tras los choques son en realidad dos condensadores en paralelo que ya vimos que mejoraba el comportamiento en banda ancha del retorno a masa.

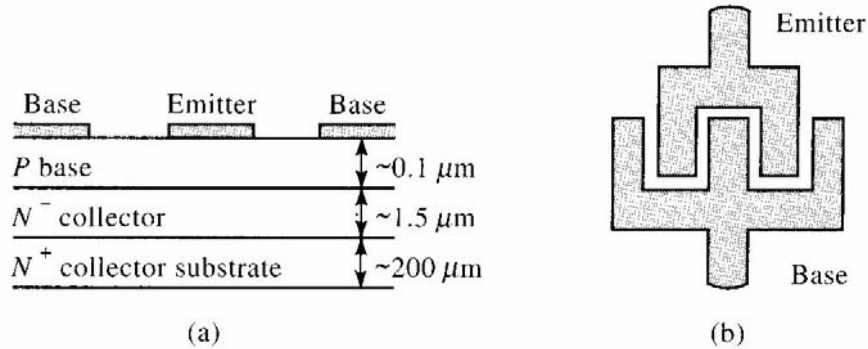
También, vemos que la polarización del drenador se realiza con un transistor de baja frecuencia PNP que lo que consigue es independizar el punto de polarización del transistor de la dispersión de las características en continua del MESFET y de su variación cuando varía la temperatura. Junto con las resistencias (de “padding”), que evitan el paso de picos de tensión de la alimentación al dispositivo, se consigue polarizar al FET en su punto óptimo de Figura de Ruido (2,5 voltios, 20mA).

Destacar también que el fabricante suele proveer de modelos del dispositivo, desde el más sencillo como los parámetros S medidos en distintas condiciones que el usuario puede introducir en el simulador para estudiar las redes de adaptación, como los modelos no lineales para poder efectuar simulaciones de intermodulación.



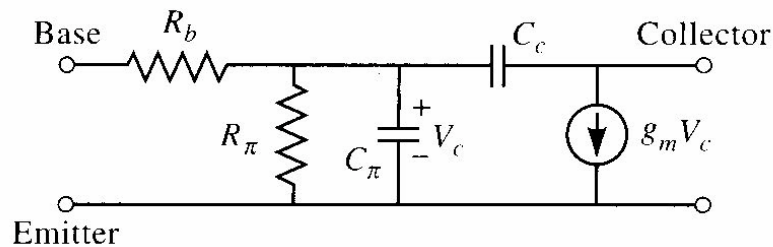
### 4.1.4 DISPOSITIVOS BIPOLARES: Convencionales y HBT, Heterojunction Bipolar Transistor

Los transistores bipolares NPN y PNP son habitualmente usados en RF, pero es más problemática su extensión a las frecuencias de microondas, por las limitaciones que impone su estructura, sobretodo por sus altas capacidades que reducen la ganancia con la frecuencia. Debido a que, en el silicio, la movilidad de los electrones es mayor que la de los huecos, en microondas sólo se utilizan TRT de tipo NPN. En la figura podemos ver un corte/esquema del TRT bipolar.



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

Se ve claro que comparado con el emisor la base tiene mayores dimensiones físicas que la puerta en los FET comparada con el surtidor; y esto limitará su banda de trabajo. Un modelo sencillo en emisor común que nos explicita este comportamiento es el modelo híbrido en  $\pi$ , simplificado:



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

, que se parece mucho al del FET y por eso es muy usado. Por supuesto, para modelar correctamente el entorno en alta frecuencia el modelo debe ser más complicado, pero éste nos sirve para visualizar que el comportamiento en frecuencia está, sobretodo, limitado por la longitud de la base B. El estado del arte está en 0,1  $\mu\text{m}$ .

Al modelo intrínseco habría que añadir además las pequeñas R y L de cada terminal para emular el encapsulado (si existe) y los hilos (bondings) de conexión. Veamos unos valores típicos:

- $R_b$  (base resistance) = 7  $\Omega$
- $R_\pi$  (equivalent  $\pi$  resistance) = 110  $\Omega$
- $C_\pi$  (equivalent  $\pi$  capacitance) = 18 pF
- $C_c$  (collector capacitance) = 18 pF
- $g_m$  (transconductance) = 900 mS

La transconductancia es mucho más alta, pero también lo es la capacidad de entrada (y la de entrada-salida) con lo que ambos efectos se compensan. Basado en este modelo se puede definir la frecuencia de transición como antes:

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

Lo que puesto en números nos daría  $f_T = 8\text{GHz}$ . Hoy en día ya hay transistores de consumo y bajo costo con  $f_T = 25\text{GHz}$ , como es el caso del BFG425 de Philips

(<http://www-us16.semiconductors.com/pip/BFG425W.html>)

, o similares de Avago (antes Agilent) <http://www.avagotech.com/products/>

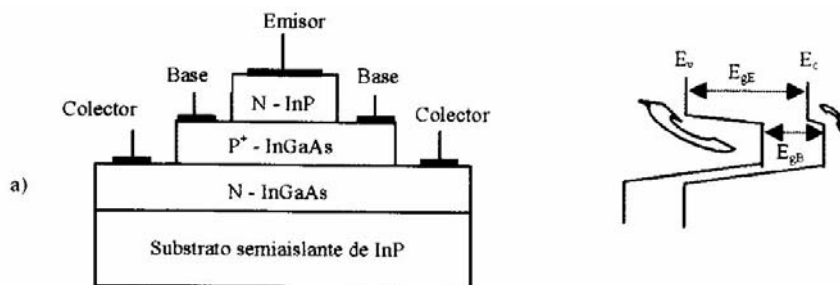
, o de Infineon (<http://www.infineon.com/>)

, que están siendo ampliamente utilizados en todos los sistemas inalámbricos en RF hasta los 6GHz, pero a la hora de subir de 10GHz necesitaríamos  $f_T$  del orden de 100GHz con lo que se impone un cambio de estructura del transistor.

Y esto viene, hoy en día, de la mano del **transistor bipolar de heterounión o HBT**. La principal diferencia está en que, al contrario que en el transistor bipolar de homounión, en este caso el semiconductor no es único: es el caso de los HBT de InP o de SiGe, donde la heterounión está formada por InGaAs/InP o Si/SiGe en cada caso. El emisor se fabrica sobre un material con una  $E_g$  superior al de la base y la estructura de bandas de energía deja de ser paralela como en el transistor convencional.

**Nota:** anchura de la banda prohibida del material = separación de los niveles  $E_v$  y  $E_c$ , siendo éstos los niveles que ocupan los electrones de valencia y conducción, respectivamente; se denominan como bandas de energía.

Lo vemos en la siguiente gráfica.



Fuente: InP y SiGe Dos competidores en la carrera de alta velocidad. LLuis Prat Viñas y Pau García-Salvá. Mundo Electrónico Abril 2003

De esta forma la barrera de energía que tienen que superar los electrones para ir del emisor a la base es inferior a la que tienen que superar los huecos para ir de la base al emisor. Esta característica se puede utilizar para dopar la base mucho más que el emisor, lo cual no es posible hacerlo en transistores de homounión puesto que es incompatible con ganancias de corriente razonables. Este alto dopado permite reducir la resistencia de base y con ello aumentar la velocidad de funcionamiento del dispositivo.

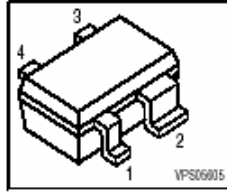
Además de la heterounión, la mayor precisión en los procesos de difusión y atacado, además del escalado a dimensiones más pequeñas hace que estos transistores, tanto en InP como en SiGe, estén llegando a frecuencias de transición del orden de las centenas de GHz. A día de hoy los esfuerzos se están centrando en el SiGe puesto que permite aumentar hasta el orden de varios GHz las frecuencias de funcionamiento de los circuitos integrados comunes en tecnología de Silicio. Por el contrario el InP sigue siendo una tecnología cara y sofisticada.

Para más detalles sobre la estructura física de este tipo de transistores podemos acudir a las referencias [4.3] y [4.4]. A continuación vemos características de un HBT de SiGe de Infineon, el BFP640, que puede ya sustituir a los MESFET en una aplicación típica de estos: los osciladores de LNB en 11,7GHz.

**SiGeRF-BipolarNPNTransistors**

Infineons Silicon Germanium 70 GHz technology provide highest RF performance by very low noise. It is the base for the latest generation of RF-Bipolar NPN type transistors mounted in standard SOT package SOT343. Leadless TSLP-4 package version mounted in flip-chip technology (BFP640L4) is in development. SiGe70 GHz transistors are designed for a wide range of wireless application at highest frequencies e.g. very low noise high gain amplifiers LNA for e.g. GPS, 5GHz WLAN, medium and high power amplifiers, DRO oscillators in LNB.

**NPN Silicon Germanium RF Transistor**



**BFP640E/L6327 and E/L7764**

- High gain low noise RF transistor
- Provides outstanding performance for a wide range of wireless applications
- Ideal for CDMA and WLAN applications
- Outstanding noise figure  $F = 0.65$  dB at 1.8 GHz  
Outstanding noise figure  $F = 1.3$  dB at 6 GHz
- High maximum stable gain  
 $G_{ms} = 24$  dB at 1.8 GHz
- Gold metallization for extra high reliability
- 70 GHz  $f_T$ -Silicon Germanium technology
- L6327 and L7764 are early Pb-free

**ESD:** Electrostatic discharge sensitive device, observe handling precaution!

Type	Marking	Pin Configuration						Package
BFP640	R4s	1=B	2=E	3=C	4=E	-	-	SOT343

**Maximum Ratings**

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	$V_{CE0}$	4	V
Collector-emitter voltage	$V_{CES}$	13	
Collector-base voltage	$V_{CBO}$	13	
Emitter-base voltage	$V_{EBO}$	1.2	
Collector current	$I_C$	50	mA
Base current	$I_B$	3	
Total power dissipation <sup>1)</sup>	$P_{tot}$	200	mW
$T_S \leq 90^\circ\text{C}$			
Junction temperature	$T_J$	150	$^\circ\text{C}$
Ambient temperature	$T_A$	-65 ... 150	
Storage temperature	$T_{stg}$	-65 ... 150	

<sup>1)</sup>  $T_S$  is measured on the collector lead at the soldering point to the pcb

**Electrical Characteristics at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified**

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
<b>AC Characteristics (verified by random sampling)</b>					
Transition frequency	$f_T$	30	40	-	GHz
$I_C = 30$ mA, $V_{CE} = 3$ V, $f = 1$ GHz					
Collector-base capacitance	$C_{cb}$	-	0.09	0.2	pF
$V_{CE} = 3$ V, $f = 1$ MHz					
Collector emitter capacitance	$C_{ce}$	-	0.23	-	
$V_{CE} = 3$ V, $f = 1$ MHz					
Emitter-base capacitance	$C_{eb}$	-	0.5	-	
$V_{EB} = 0.5$ V, $f = 1$ MHz					
Noise figure	$F$	-	0.65	-	dB
$I_C = 5$ mA, $V_{CE} = 3$ V, $f = 1.8$ GHz, $Z_S = Z_{Sopt}$					
$I_C = 5$ mA, $V_{CE} = 3$ V, $f = 6$ GHz, $Z_S = Z_{Sopt}$					
Power gain, maximum stable <sup>1)</sup>	$G_{ms}$	-	24	-	dB
$I_C = 30$ mA, $V_{CE} = 3$ V, $Z_S = Z_{Sopt}$ , $Z_L = Z_{Lopt}$ , $f = 1.8$ GHz					
Power gain, maximum available <sup>1)</sup>	$G_{ma}$	-	12.5	-	dB
$I_C = 30$ mA, $V_{CE} = 3$ V, $Z_S = Z_{Sopt}$ , $Z_L = Z_{Lopt}$ , $f = 6$ GHz					
Transducer gain	$ S_{21e} ^2$	-	21	-	dB
$I_C = 30$ mA, $V_{CE} = 3$ V, $Z_S = Z_L = 50 \Omega$ , $f = 1.8$ GHz					
$I_C = 30$ mA, $V_{CE} = 3$ V, $Z_S = Z_L = 50 \Omega$ , $f = 6$ GHz					
Third order intercept point at output <sup>2)</sup>	$IP_3$	-	26.5	-	dBm
$V_{CE} = 3$ V, $I_C = 30$ mA, $f = 1.8$ GHz, $Z_S = Z_L = 50 \Omega$					
1dB Compression point at output	$P_{1dB}$	-	13	-	
$I_C = 30$ mA, $V_{CE} = 3$ V, $Z_S = Z_L = 50 \Omega$ , $f = 1.8$ GHz					

<sup>1)</sup>  $G_{ma} = |S_{21e}|^2 / |S_{12e}|^2$  (K<sup>2</sup>-1)<sup>1/2</sup>,  $G_{ms} = |S_{21e}|^2 / |S_{12e}|^2$

<sup>2)</sup>  $IP_3$  value depends on termination of all intermodulation frequency components. Termination used for this measurement is 50 $\Omega$  from 0.1 MHz to 6 GHz

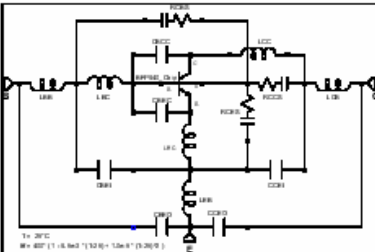
**SPICE Parameter (Gummel-Poon Model, Berkeley-SPICE 2G.6 Syntax):**

**Transistor Chlp Data:**

IS = 0.22	fA	BF = 450	-	NF = 1.025	-
VAf = 1000	V	IKF = 0.15	A	ISE = 21	fA
NE = 2	-	BR = 55	-	NR = 1	-
VAR = 2	V	IKR = 3.8	mA	ISC = 400	fA
NC = 1.8	-	RB = 3.129	$\Omega$	IRB = 1.522	mA
RBM = 2.707	$\Omega$	RE = 0.6	-	RC = 3.061	$\Omega$
CJE = 227.6	fF	VJE = 0.8	V	MJE = 0.3	-
TF = 1.8	ps	XTF = 10	-	VTF = 1.5	V
ITF = 0.4	A	PTF = 0	deg	CJC = 67.43	fF
VJC = 0.6	V	MJC = 0.5	-	XGJC = 1	-
TR = 0.2	ns	CJS = 93.4	fF	VJS = 0.6	V
MJS = 0.27	-	XTB = -1.42	-	EG = 1.078	eV
XTI = 3	-	FC = 0.8	-	TNOM = 298	K
AF = 2	-	KF = 7.291E-11	-		
TITF1 = -0.0065	-	TITF2 = 1.0E-5	-		

All parameters are ready to use, no scaling is necessary. Extracted on behalf of Infineon Technologies AG by: Institut für Mobil- und Satellitentechnik (IMST)

**Package Equivalent Circuit:**



For examples and ready to use parameters please contact your local Infineon Technologies distributor or sales office to obtain a Infineon Technologies CD-ROM or see Internet: <http://www.infineon.com/silicondiscretes>

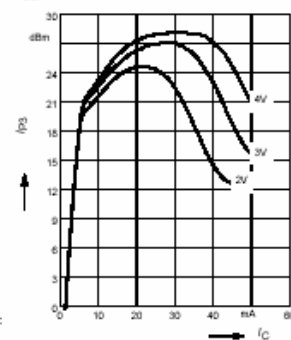
LBC = 120	pH
LCC = 120	pH
LEC = 20	pH
LBB = 696.2	pH
LCB = 682.4	pH
LEB = 230.6	pH
CBEC = 98.4	fF
CBCC = 55.9	fF
CES = 180	fF
CBS = 79	fF
CCS = 75	fF
CCEO = 131.2	fF
CBE0 = 102.5	fF
CCEI = 112.6	fF
CBEI = 180.4	fF
RBS = 1200	$\Omega$
RCS = 1200	$\Omega$
RES = 300	$\Omega$

Valid up to 6GHz

**Third order Intercept Point ( $IP_3 = f(I_C)$ )**

(Output,  $Z_S = Z_L = 50\Omega$ )

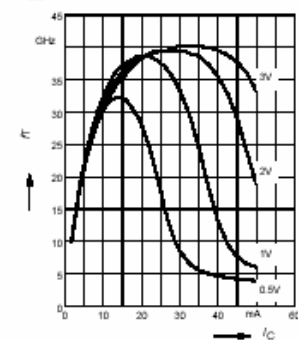
$V_{CE} =$  parameter,  $f = 1.8$  GHz



**Transition frequency  $f_T = f(I_C)$**

$f = 1$  GHz

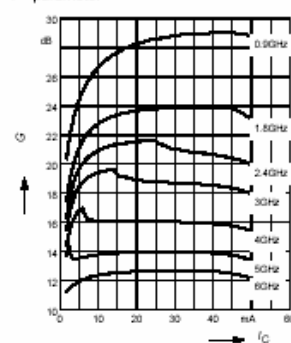
$V_{CE} =$  parameter



**Power gain  $G_{ma}, G_{ms} = f(I_C)$**

$V_{CE} = 3$  V

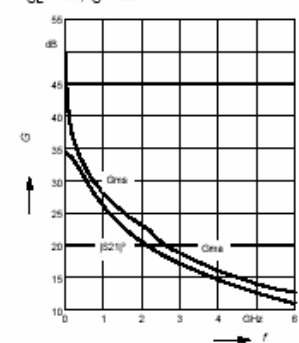
$f =$  parameter



**Power Gain  $G_{ma}, G_{ms} = f(f)$**

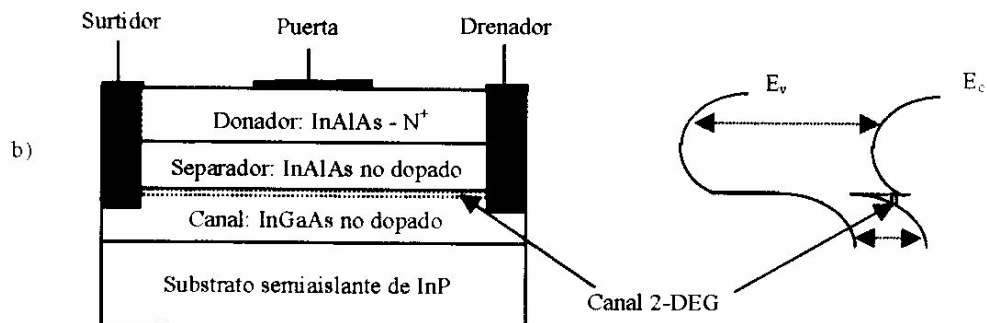
$|S_{21e}|^2 = f(f)$

$V_{CE} = 3$  V,  $I_C = 30$  mA



### 4.1.5 DISPOSITIVOS: HEMT, High Electron Mobility Transistor

Los HEMT son dispositivos FET de heterounión y se basan en el mismo principio anterior, sólo que en este caso la filosofía se aplica a la construcción de un MESFET. En la figura vemos una sección simplificada del HEMT.



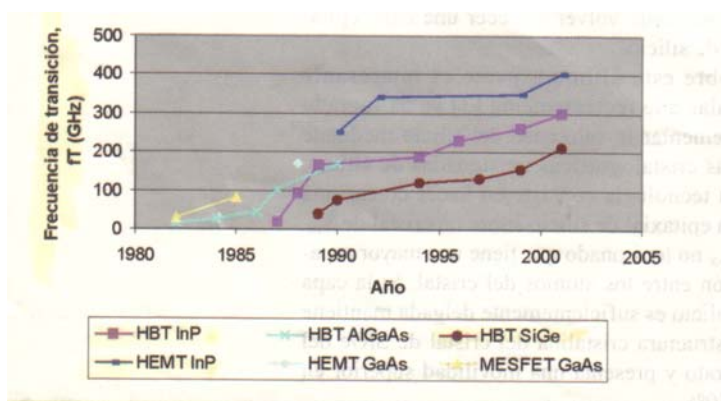
Fuente: InP y SiGe Dos competidores en la carrera de alta velocidad. LLuis Prat Viñas y Pau García-Salvá. Mundo Electrónico Abril 2003

El objetivo final de la heterounión es conseguir un canal de conducción superfino debajo de la puerta, pero sin los inconvenientes de los MESFET, que debido a su alto dopado en el canal adolecen de una gran dispersión en la trayectoria de los electrones por interferencia con las impurezas causadas por el alto dopado. En este caso el canal se construye en material no dopado, con lo que la movilidad conseguida es mucho mayor.

Las mismas referencias anteriores nos ofrecen más información sobre este dispositivo. En todo caso, las ventajas se resumen en la siguiente Tabla:

	HEMT-InP	HBT-InP	HBT-SiGe	MOS-Si	Notas
$f_T$	400GHz	300GHz	210GHz	51GHz	$f_T$ : frecuencia de transición
$f_{max}$	469GHz	1,1THz	89GHz	28GHz	$f_{max}$ : frecuencia de ganancia de potencia unidad
Amplificador	215GHz	175GHz	50GHz	25GHz	
Oscilador	213GHz	134GHz	58GHz	26GHz	
C. Digital	80Gbps	50Gbps	-	10Gbps	Biestables, multiplexores, etc.

Y en esta gráfica vemos cómo es el estado del arte de los transistores y tecnologías:



Fuente: InP y SiGe Dos competidores en la carrera de alta velocidad. LLuis Prat Viñas y Pau García-Salvá. Mundo Electrónico Abril 2003



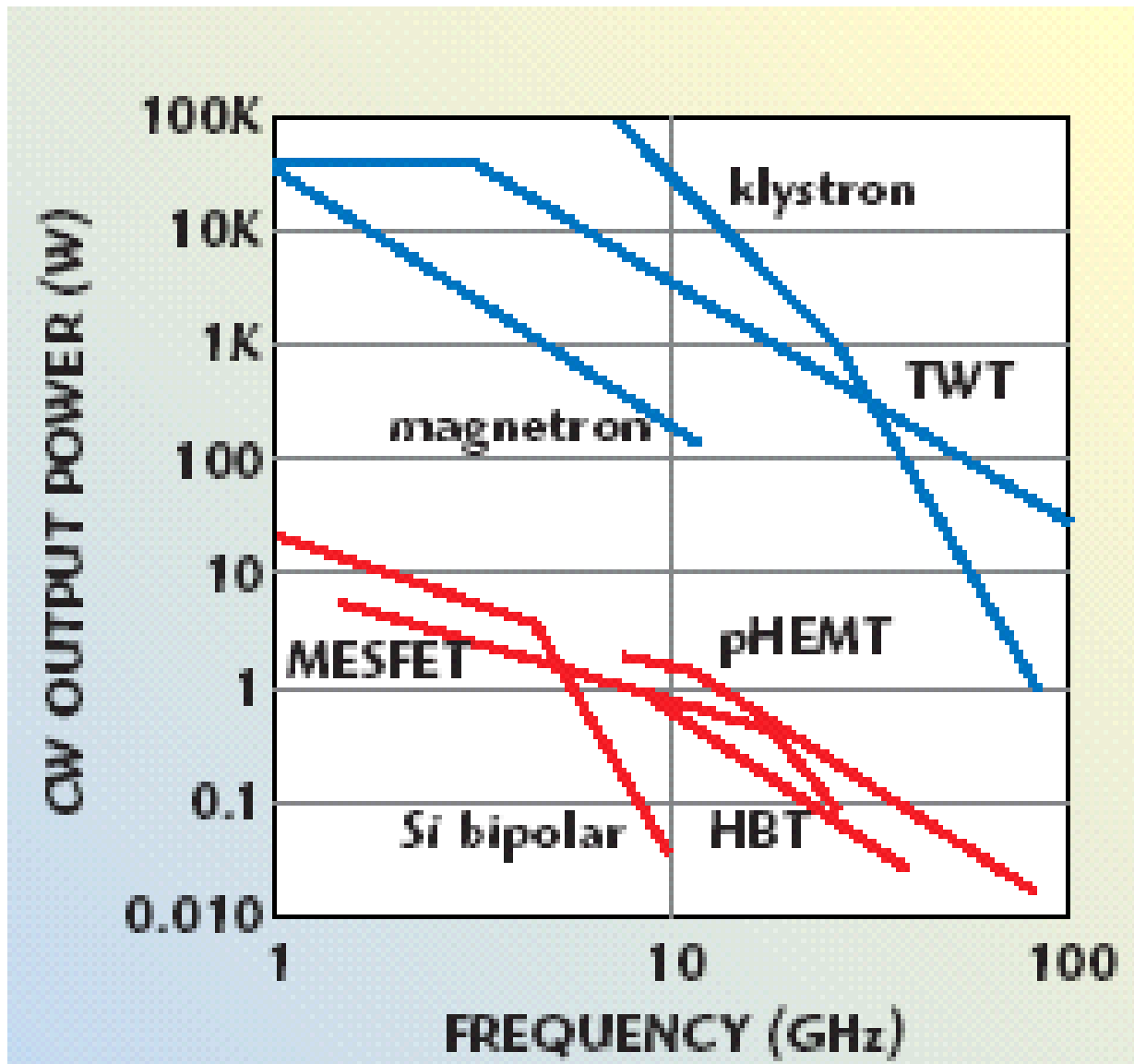




#### 4.1.6 TECNOLOGÍAS ↔ POTENCIA

El otro parámetro que discrimina qué tipo de dispositivos utilizar es la **potencia de salida**: los amplificadores de estado sólido llegan hoy en día al rango de los 10 Kilovatios; por encima de este valor se utilizan dispositivos que basan su efecto amplificador en lo que se denomina “bunching” o agrupamiento en paquetes de un haz de electrones generado por un cátodo caliente y que da lugar a los llamados Tubos de Vacío de Microondas.

Estos dispositivos los describimos en el apartado 6, pero podemos adelantar una gráfica comparativa de las potencias de salida (en principio para 1dB compresión todas) que nos sirve para situar tecnología de estado sólido y de tubos de vacío en frecuencias de microondas.



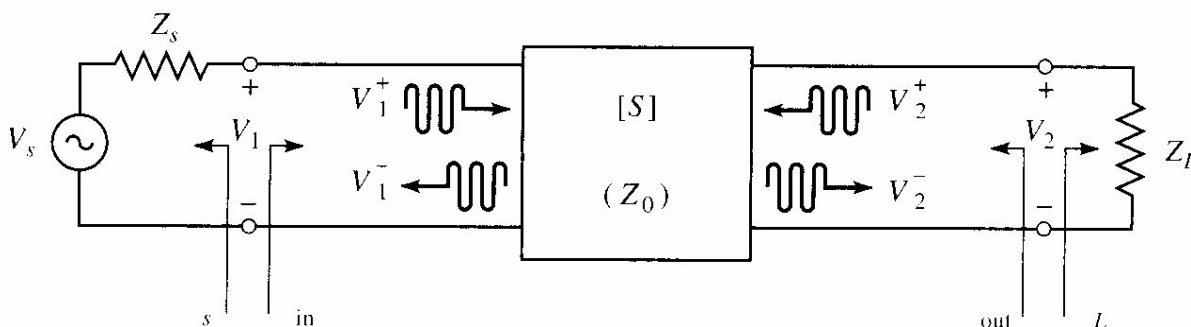
Fuente: Microwave Journal. THE GRID AMPLIFIER: ENABLING HIGH POWER MILLIMETER-WAVE SYSTEMS Autors: JAMES J. ROSENBERG, MICHAEL P. DELISIO AND BLYTHE C. DECKMAN, CHUN-TUNG CHEUNG AND DAVID B. RUTLEDGE, ROBERT A. YORK. December 2003

Vemos que el rango por debajo del vatio es propiedad del estado sólido, pero que para potencias por encima de 100 vatios, la tecnología usada sigue siendo la de los tubos de vacío. La zona intermedia es la que está siendo invadida poco a poco por diferentes técnicas que, basadas en el estado sólido, lo que hacen es combinar con las menores pérdidas posibles las salidas de N dispositivos en paralelo. Hoy en día ese número oscila entre 16 y <64 dispositivos.

## 4.2 GANANCIA Y ESTABILIDAD

En Electrónica de Comunicaciones ya hemos visto de qué va el análisis del amplificador como un cuadripolo en el que, basándonos en sus parámetros S, podemos definir características como las ganancias de potencia (o de transmisión u operativa) G, Ganancia Disponible  $G_A$ , y ganancia de transductor  $G_T$ .

En general tratamos el amplificador de Microondas como un cuadripolo caracterizado por sus parámetros S referenciados a  $50\Omega$ . Lo vemos en la figura.



$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \qquad \Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}$$

Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

Si el amplificador no está funcionando con  $Z_S = Z_L = 50\Omega$ , las diferentes situaciones que se den de relación entre impedancias de generador y carga y las impedancias de entrada y salida del dispositivo hace que podamos definir diferentes cifras de ganancia. En caso de adaptación compleja conjugada simultánea en la entrada y salida las tres cifras de ganancia son iguales  $\rightarrow$

$G = G_A = G_T$ . Si no es este el caso, *la definición más adecuada para caracterizar un amplificador la da la ganancia del transductor, que tiene en cuenta tanto la desadaptación en la entrada como en la salida.*

“Desde el punto de vista real de propagación de las señales, debe quedar claro que, para impedancias de generador y carga arbitrarias, la máxima transferencia de potencia desde el generador a la carga puede exigir, en algunas situaciones, que exista una onda estacionaria en la entrada y/o salida del dispositivo  $\rightarrow$  tener en cuenta que, en caso de desadaptación, las sucesivas reflexiones que se pueden producir pueden colaborar de forma constructiva o destructiva a la potencia total transmitida.”

Por tanto no necesariamente la condición de no existencia de reflexiones tiene que ser la condición de máxima transferencia de potencia. Tendremos tres casos típicos:

- a) de carga adaptada al cuadripolo
- b) generador adaptado al dispositivo cargado
- c) adaptación conjugada simultánea.  $\rightarrow$  Ganancia disponible  $G_A$

El apartado 2.6 de la ref. [4.1] es una buena ayuda para reforzar la comprensión de lo dicho anteriormente. Y en el apartado 11.2 tenemos la deducción de las tres ganancias citadas:

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \qquad G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$



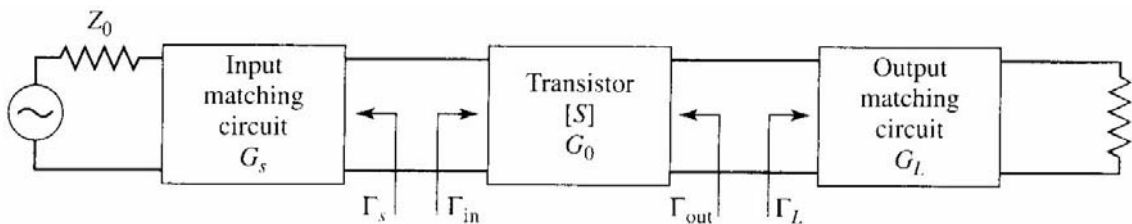
La ganancia de transductor sería la relación entre la potencia disponible en la carga y la máxima potencia que es capaz de entregar el generador → condiciones de adaptación compleja conjugada en la entrada del cuadripolo. Hay dos casos particulares a destacar:

- a) cuando tenemos  $\Gamma_L = \Gamma_s = 0 \rightarrow G_T = |S_{21}|^2$ . Observar que en este caso no hablamos de adaptación conjugada, si no de evitar cualquier reflexión.
- b) cuando  $S_{12} = 0$  en el amplificador, o es muy pequeño y por tanto despreciable → el amplificador es no recíproco, tiene un gran aislamiento salida/entrada → al amplificador se le denomina como unilateral → la ganancia es la  $G_{TU} \rightarrow \Gamma_{in} = S_{11}$ . Y la expresión de la ganancia pasa a ser:

$$G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

En el Ejemplo 11.1 de [4.1] tenemos un cálculo numérico de las tres ganancias para un transistor determinado. Observar que  $G_T < G_A < G$ .

Vamos a pasar a un amplificador general de una etapa como el de la figura, en la que las redes de entrada y salida permitirían la transformación de impedancias de  $Z_0$  a  $Z_L$  y  $Z_s$ :



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

Así podemos usar las fórmulas anteriores y la Ganancia de Transductor la podemos desglosar en tres términos, cada uno de los cuales caracteriza a un bloque.

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2},$$

$$G_0 = |S_{21}|^2,$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}.$$

De forma que la ganancia total se entiende como suma (en dB) de unas ganancias efectivas de entrada y salida, causadas por las redes adaptadoras, que transfieren las impedancias de entrada y salida del transistor a la  $Z_0$  de generador y carga. Si aplicamos la unilateralidad deberemos poner  $\Gamma_{in} = S_{11}$  en la  $G_S$ .

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2},$$

$$G_0 = |S_{21}|^2,$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}.$$

En este entorno general de impedancias internas de entrada y salida diferentes de  $Z_0$  que refleja el diagrama de bloques anterior, puede pasar que haya ciertas redes de adaptación que causen que la entrada, o la salida, o ambas, sean inestables, de forma que causen que el circuito en lugar de amplificar, oscile. Esto ocurre cuando los coeficientes de reflexión  $\Gamma_{in} > 1$  y  $\Gamma_{out} > 1$ , es decir que tenemos puntos donde la onda reflejada es mayor que la incidente y eso puede conducir a un proceso iterativo.

Se definen dos tipos de estabilidad, incondicional o condicional, dependiendo respectivamente de si el amplificador es estable para todas las impedancias que presentan las redes de adaptación o sólo algunas de ellas. Y ambas situaciones se pueden estudiar tanto gráficamente, mediante los Círculos de Estabilidad en la Carta de Smith, como analíticamente mediante los factores de estabilidad  $K$  y  $\mu$ . Si se plantean los coeficientes de reflexión de entrada y salida del dispositivo activo para el caso de estabilidad incondicional, tendremos:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1,$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1.$$

Para los amplificadores unilaterales las condiciones  $|\Gamma_{in}| < 1$  y  $|\Gamma_{out}| < 1$  se cumplen simplemente si  $|S_{11}| < 1$  y  $|S_{22}| < 1$ , con lo que si se da ese caso el amplificador será incondicionalmente estable.

El estudio detallado –en [4.1]– deduce que los lugares geométricos que separan la zona estable de la inestable son Círculos, representables fácilmente en la Carta de Smith. Tendremos círculos de estabilidad de entrada y de salida y ambos se deducen de la misma forma, dando centros y radios en función de los parámetros S del dispositivo.

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{center}),$$

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{radius}).$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{center}),$$

$$R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{radius}).$$

, donde  $\Delta$  es el determinante de la matriz de parámetros S.

La interpretación cualitativa de los círculos de estabilidad es sencilla, tal y como se ve en las figuras a continuación: *los círculos de salida (entrada) nos definirán los coeficientes de reflexión de entrada (salida) que hacen al amplificador estable.*

En caso de estabilidad incondicional, se pueden dar los dos casos de la figura: si la zona estable está en el interior o en el exterior del círculo de estabilidad, se estudia para la condición de  $\Gamma_L, \Gamma_S = 0$  –que es el centro de la Carta de Smith– y dependerá de si el módulo de  $S_{11}$  o  $S_{22}$  es  $> 0 < 1$ . En todo caso lo habitual es que  $S_{11}$  o  $S_{22} < 1$ .

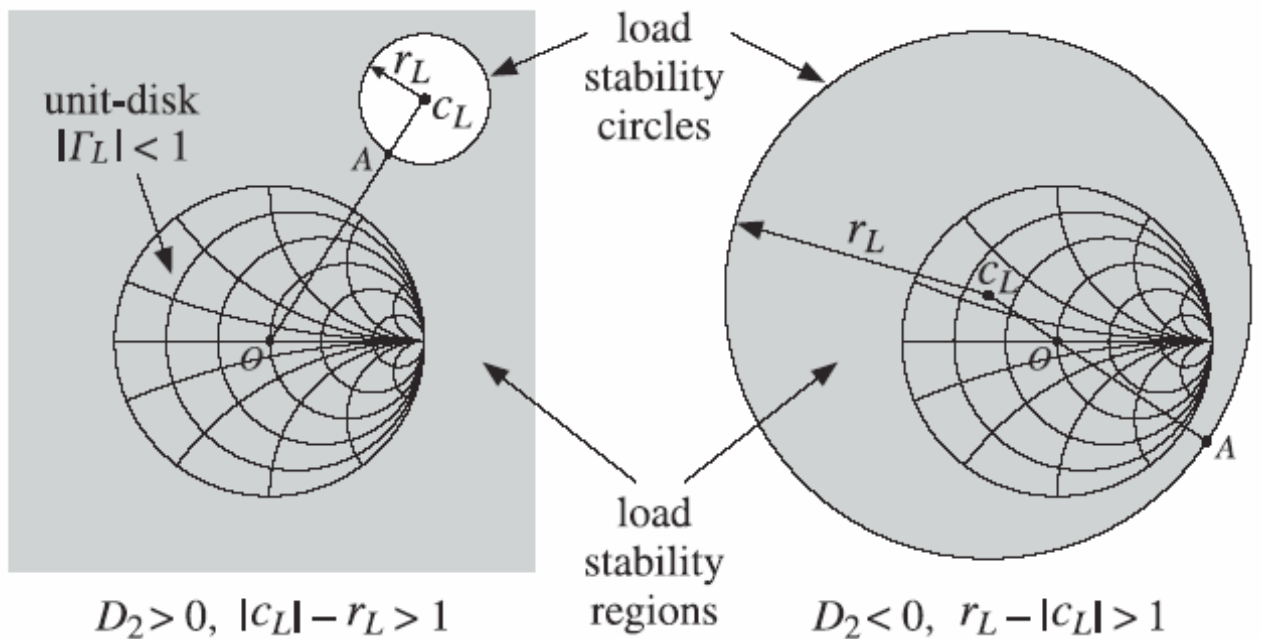


Fig. 12.5.1 Load stability regions in the unconditionally stable case.

Fuente: Electromagnetic Waves & Antennas – S. J. Orfanidis

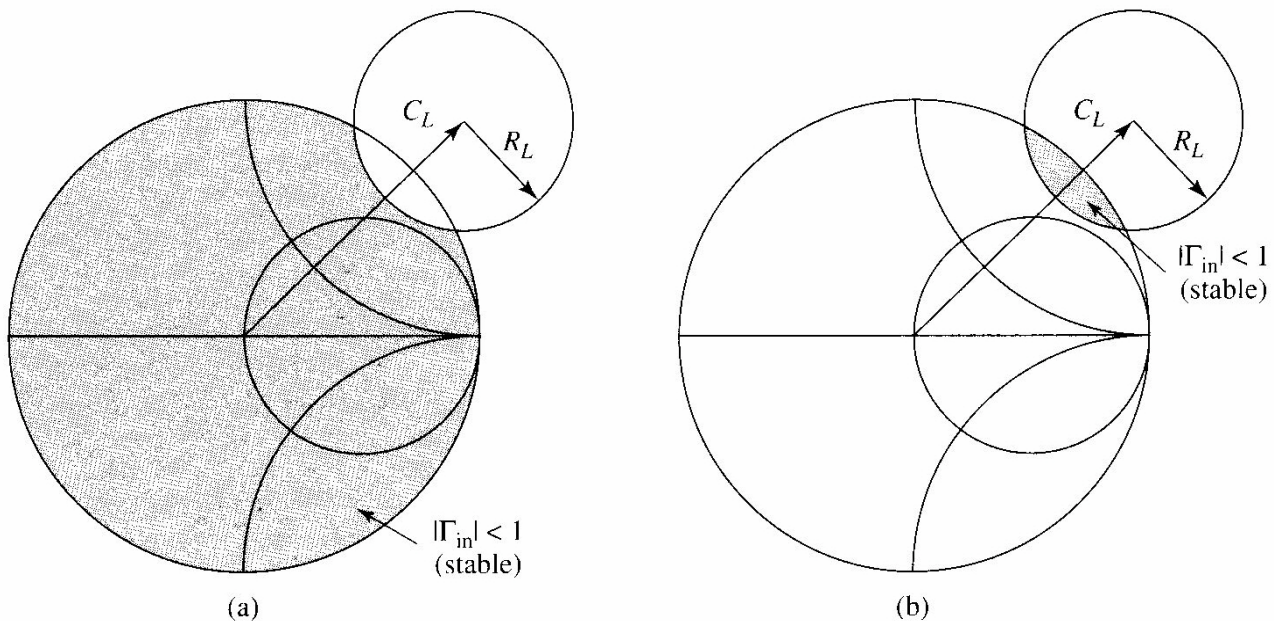


FIGURE 11.11 Output stability circles for a conditionally stable device. (a)  $|S_{11}| < 1$ . (b)  $|S_{11}| > 1$ .

Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

Vemos que el círculo limita la zona donde debe trabajar la adaptación de entrada/salida.

Si contamos con los datos del fabricante del dispositivo con los parámetros S en las condiciones de trabajo (polarización) que nos interesa, podemos analizar la estabilidad del dispositivo en base a los denominados factores de estabilidad,  $K$  y  $\mu$ . El factor  $K$  es más conocido históricamente, pero necesita de una 2ª condición para asegurar la estabilidad incondicional. Veamos:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1,$$

$$|\Delta| < 1.$$

A este factor se lo denomina como Factor de Estabilidad Rollet.

Más reciente se ha deducido una única condición de estabilidad incondicional que engloba a las dos anteriores, y que simplifica el análisis, dando además cuan estable es el dispositivo: a mayor magnitud del factor, más estabilidad, con  $\mu > 1$  como condición para estabilidad incondicional.

$$\mu_1 = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} \quad (\text{Edwards-Sinsky stability parameter})$$

El subíndice 1 indica que estamos hablando del factor de estabilidad de la entrada, pero los autores demostraron que es condición necesaria y suficiente para la estabilidad.

Reforcemos lo comentado con un ejemplo.

**EJEMPLO 3:** Vamos a ver con un ejemplo sencillo la comodidad del procedimiento de análisis de la estabilidad de una etapa amplificadora, basado en el cálculo del factor de estabilidad K, del determinante de la matriz de parámetros [S]  $\Delta$  y del factor  $\mu$  que engloba a los anteriores. También podemos dibujar los círculos de estabilidad en la Carta de Smith de forma que visualicemos las zonas prohibidas para las impedancias de fuente y carga que deben presentar las redes de adaptación de entrada y salida.

Si los parámetros S del GaAs FET HFET-102 son los siguientes:

$$S_{11} = 0.894 \angle -60.6^\circ,$$

$$S_{21} = 3.122 \angle 123.6^\circ,$$

$$S_{12} = 0.020 \angle 62.4^\circ,$$

$$S_{22} = 0.781 \angle -27.6^\circ.$$

Estudiamos su estabilidad calculando los valores de K y de  $\Delta$  en 1er lugar. Así, si aplicamos las fórmulas anteriores:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = 0.696 \angle -83^\circ,$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} = 0.607.$$

Con estos valores, la estabilidad será condicional, puesto que  $K < 1$ . Veamos los círculos de estabilidad de entrada y salida:

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = 1.361 \angle 47^\circ$$

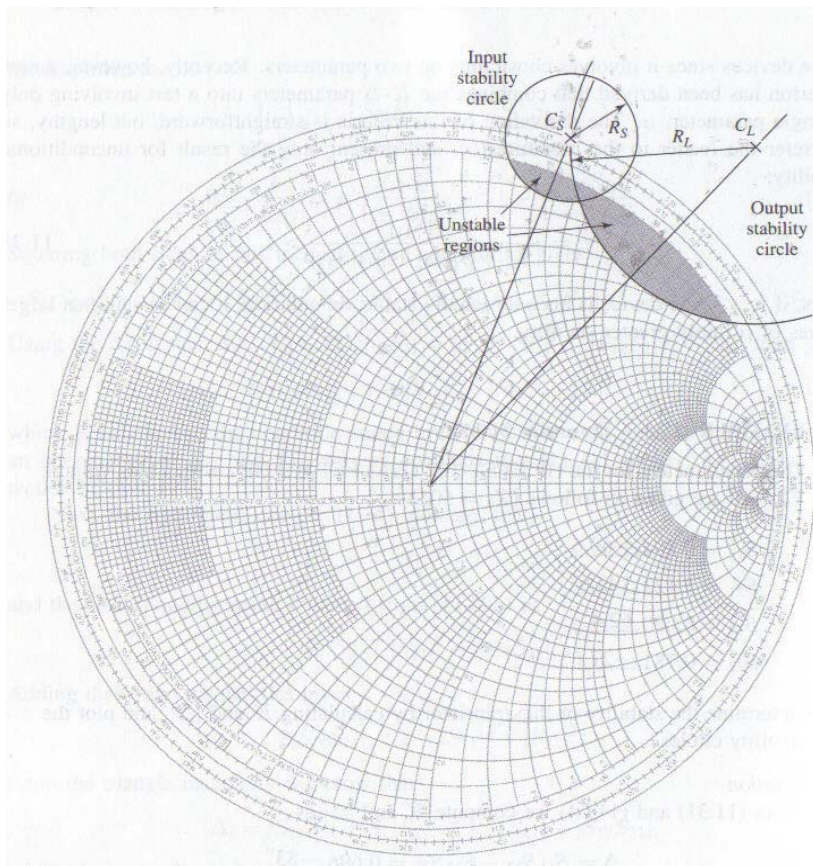
$$R_L = \left| \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = 0.50,$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} = 1.132 \angle 68^\circ$$

$$R_S = \left| \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = 0.199.$$

Y si dibujamos esos círculos sobre la Carta de Smith tendremos las zonas en las que no podremos situar las impedancias de generador y de carga si queremos mantener el amplificador estable. Como el valor de  $|S_{11}|$  y  $|S_{22}| < 1$ , la zona incondicionalmente estable será la del interior del círculo unidad y en el exterior de los círculos de estabilidad, tal y como se ve en la figura a continuación.

En cuanto al valor de  $\mu$ , podemos utilizar la fórmula dada para calcular su valor, que resulta ser de  $\mu = 0,86$ , con lo que se corrobora la estabilidad condicional del dispositivo.



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc



### 4.3 DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE UNA ETAPA

El ejemplo anterior nos sirve de guía para determinar bajo que condiciones podemos diseñar las etapas de adaptación de entrada y salida del transistor. Ahora bien, una vez asegurada la estabilidad, el diseño se puede escorar hacia la optimización de la ganancia o hacia la optimización de la Figura de Ruido.

Si optamos por lo primero nos pasará muchas veces que, siendo  $S_{11}$  y  $S_{22}$  valores grandes y por lo tanto muy lejos de la adaptación a  $50\Omega$ , necesitaremos unas redes de adaptación de comportamientos bruscos y por tanto muy selectivos en frecuencia. Sin embargo muchas veces, sobre todo en microondas, buscaremos que la banda de amplificación sea grande y por tanto diseñaremos para una ganancia menor que la máxima.

Si lo que buscamos es mínima Figura de Ruido, como en las etapas de entrada de los receptores, sabemos que tendremos que atacar al transistor con una impedancia de fuente óptima para ello ( $\Gamma_{opt}$ ), diferente en todo caso de la de óptima ganancia.

Vamos a ver los tres casos citados, apoyando cada caso con un ejemplo de diseño del mismo amplificador para las diferentes condiciones.

#### 4.3.1 Diseño para Máxima Ganancia: Adaptación Conjugada

Para máxima ganancia, las redes de entrada y salida deberán proveer de adaptación compleja conjugada simultánea en los dos accesos. Si aceptamos la hipótesis de unilateralidad, las ecuaciones de síntesis se simplifican mucho. En este caso  $S_{12} = 0$  y las ecuaciones del apartado anterior, muestran que:

$$\Gamma_S = S_{11}^* \text{ and } \Gamma_L = S_{22}^*, \quad G_{TU_{max}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}.$$

Si no podemos considerar la unilateralidad, tenemos que saber que el coeficiente de reflexión de entrada  $\Gamma_{in}$  se ve afectado por el de salida  $\Gamma_{out}$  y viceversa. Por tanto, la adaptación pasará a ser iterativa. La máxima ganancia se dará por tanto bajo la condición:

$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^*, \quad \Gamma_{out} = \Gamma_L^*.$$

, y considerando que la expresión máxima de ganancia de transductor en condiciones de adaptación pasa a ser:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

$$G_{T_{max}} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}.$$

Con un valor  $G_{Tmax}$  como en la página anterior; los valores de coeficientes de reflexión, deducidos paso a paso en [4.1], deben ser soluciones de similares ecuaciones de 2º grado para la entrada y la salida, de forma que:

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}, \quad \Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}.$$

, con los valores siguientes para las variables:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2,$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2,$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*,$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*.$$

Vemos que la hipótesis de unilateralidad nos simplifica mucho las cosas. Vamos con un ejemplo más, en el que ya realizamos un diseño completo (excluyendo la polarización, que también es importante).

**EJEMPLO 4** (Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc.) : En este caso se trata de un amplificador con un transistor FET de AsGa en 4GHz, al que se le exige máxima ganancia usando redes de adaptación sencillas de un stub en abierto más una longitud de línea. El diseño se ha de considerar en la banda de 3 a 5GHz.

Conocemos los parámetros S en la banda de trabajo:

$f$ (GHz)	$S_{11}$	$S_{21}$	$S_{12}$	$S_{22}$
3.0	$0.80 \angle -89^\circ$	$2.86 \angle 99^\circ$	$0.03 \angle 56^\circ$	$0.76 \angle -41^\circ$
4.0	$0.72 \angle -116^\circ$	$2.60 \angle 76^\circ$	$0.03 \angle 57^\circ$	$0.73 \angle -54^\circ$
5.0	$0.66 \angle -142^\circ$	$2.39 \angle 54^\circ$	$0.03 \angle 62^\circ$	$0.72 \angle -68^\circ$

Tenemos que, 1º, evaluar la estabilidad. Calculamos K y  $\Delta$  en 4GHz.

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = 0.488 \angle -162^\circ,$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} = 1.195.$$

Por lo tanto, al ser  $K > 1$  y  $|\Delta| < 1$  la estabilidad es incondicional. Podríamos calcular los mismos factores para las frecuencias extremas y corroborar que no hay riesgo de oscilación.

Necesitamos ahora los coeficientes de reflexión en entrada y salida en condiciones de adaptación compleja conjugada, y sin unilateralidad. Las expresiones ya las conocemos, necesitamos de una buena herramienta de cálculo para resolverlas.

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} = 0.872 \angle 123^\circ$$

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} = 0.876 \angle 61^\circ.$$

Una vez conocemos estos valores, es inmediato que:

$$G_S = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} = 4.17 = 6.20 \text{ dB},$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 = 6.76 = 8.30 \text{ dB},$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = 1.67 = 2.22 \text{ dB}.$$

Y la ganancia total:

$$G_{T_{\max}} = 6.20 + 8.30 + 2.22 = 16.7 \text{ dB}.$$

Ahora tendremos que diseñar las redes de adaptación de entrada y salida que nos transformen la impedancia de generador y carga a los valores calculados de coeficientes de reflexión. Esto es fácil con la carta de Smith.

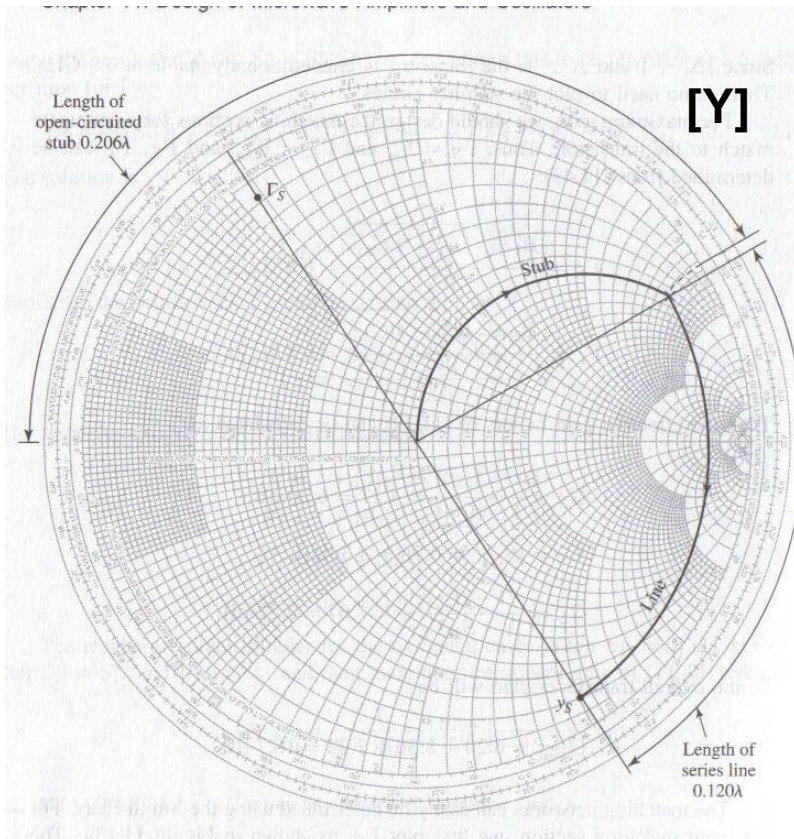
1. Nos colocamos en el punto de magnitud y ángulo de coeficiente  $\Gamma_s = 0,872 \angle 123^\circ$ , y tendremos la impedancia  $Z_s$  que se ve desde la salida de la red de adaptación de entrada hacia el generador. Visto así, podemos considerar  $Z_s$  como la impedancia a la que se ha de llegar desde la “carga” conocida de  $50\Omega$ . Por tanto transformaremos  $50\Omega$  a  $Z_s$  desde la “carga” hacia el generador. Es lo que denominamos una adaptación “backward” (al revés). Si lo hacemos de forma natural, tendríamos que partir de la impedancia representada por  $\Gamma_{in} = 0,872 \angle -123^\circ$ , vista hacia el elemento activo y adaptarse a  $50 \Omega$  tras una línea serie y un stub en paralelo.
2. Pasamos al valor de  $Y_s$ , simétrico respecto al origen, es adonde tendremos que llegar partiendo del origen. La carta es, en este momento, de admitancias.
3. Nos movemos hacia el generador por el círculo de parte real 1, hasta cruzarnos con el círculo de  $\Gamma_s = 0,872$ . Esa será la longitud del stub.
4. La distancia en longitud entre ese punto e  $Y_s$ , será la longitud de la línea serie.

Estos pasos los podemos hacer manualmente en una Carta o utilizar cualquier herramienta gratuita de Carta de Smith de las que se dispone en la red. Valen los enlaces de las asignaturas de Electrónica de Comunicaciones y <http://www.amanogawa.com/index.html>. El resultado lo vemos en la figura de la página siguiente.

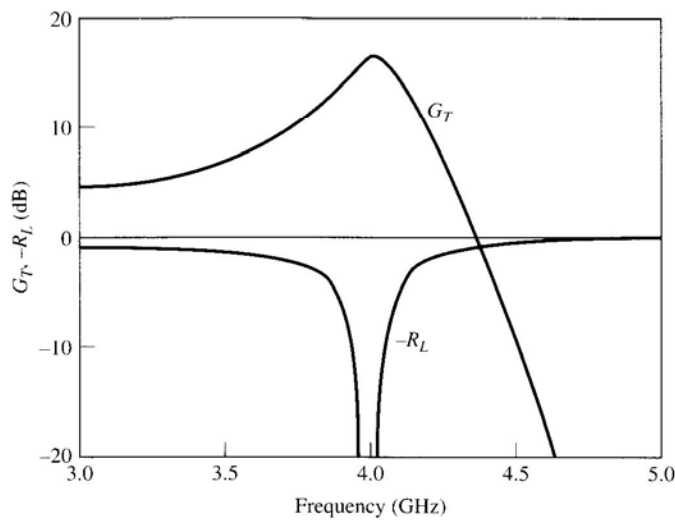
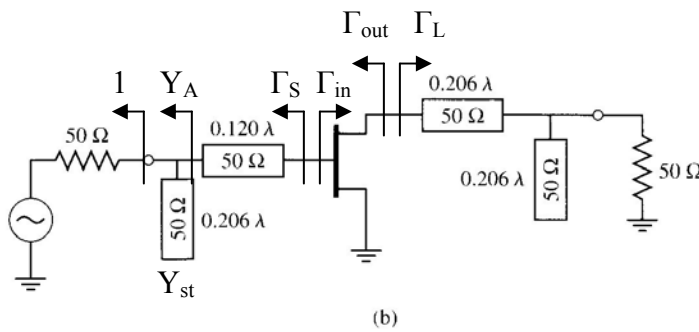
El mismo tipo de adaptación lo hacemos para la salida con lo que el circuito resultante es el de la figura a continuación de la Carta. Vemos que la estructura es sencilla, aunque a la hora de graficar su resultado, observamos un comportamiento brusco, de banda estrecha en realidad.

Los resultados son:  $G = 16.7\text{dB}$ , con un ancho de banda a 1dB del 2,5%.





Si  $1 + Y_{st} = Y_A \rightarrow Y_{st} = Y_A - 1 \rightarrow$  partes imaginarias iguales  $\rightarrow \text{Im}[Y_A] = \text{Im}[Y_{st}] \rightarrow$  igual signo  $\rightarrow 0,206\lambda$  desde el cortocircuito de admittance.



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc.

Se puede contrastar esto en un simulador al uso, ADS o Ansoft Designer SV, y observaremos la exactitud de la respuesta.

### 4.3.2 Diseño para Ganancia Deseada: Círculos de G constante

Por razones diferentes - dificultad de conseguir adaptación simultánea, obligación por el diseño, necesidad de mayor ancho de banda- es habitual limitar la cifra de ganancia a un valor menor que el máximo; en este caso las redes de adaptación de entrada y salida deberán transformar los  $50\Omega$  de generador y carga a impedancias diferentes de las conjugadas que hemos visto en el caso anterior.

De nuevo, contaremos con unos lugares geométricos en la Carta que corresponderán a las impedancias que produzcan la “desadaptación” necesaria que resulte en la Ganancia deseada. Esos lugares geométricos, está deducido en la ref. [4.1], son los denominados círculos de ganancia constante, que nos dan una serie de impedancias de generador y carga que implicarán una misma cifra de ganancia final.

Los centros y radios son fáciles de obtener si suponemos Unilateralidad, que es lo habitual para evitar excesivas complicaciones en el diseño. Se asume que esta suposición produce un Error en la cifra de ganancia que se suele cuantificar mediante la llamada Figura de Mérito de Unilateralidad  $U$ . Vemos su definición.

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

Esta cifra acota el error que supone la asunción de la unilateralidad ( $S_{12}=0$ ) entre dos valores en función de  $U$ ,

$$\frac{1}{(1 + U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1 - U)^2}$$

Habitualmente esta asunción supone un orden de error de décimas de dB, con lo que se justifica su uso. Con estas premisas:

$$C_S = \frac{g_S S_{11}^*}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2},$$

$$R_S = \frac{\sqrt{1 - g_S}(1 - |S_{11}|^2)}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2}.$$

$$C_L = \frac{g_L S_{22}^*}{1 - (1 - g_L)|S_{22}|^2},$$

$$R_L = \frac{\sqrt{1 - g_L}(1 - |S_{22}|^2)}{1 - (1 - g_L)|S_{22}|^2}.$$

Estos círculos se dibujan sobre la carta en función de los parámetros  $g_S$  y  $g_L$ , denominados factores de ganancia, y que representan la relación entre la ganancia conseguida y la máxima y oscilan entre 0 y 1. Sus expresiones son:

$$g_S = \frac{G_S}{G_{S_{\max}}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} (1 - |S_{11}|^2),$$

$$g_L = \frac{G_L}{G_{L_{\max}}} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} (1 - |S_{22}|^2).$$

Respecto a los centros de los círculos, están sobre las rectas que parten del centro de la Carta con dirección  $S_{11}^*$  y  $S_{22}^*$ . Si hacemos los factores 1 vemos que los círculos se reducen a su centro, precisamente  $S_{11}^*$  y  $S_{22}^*$ .

Una vez conocidos los círculos podemos elegir  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  entre diversos valores sobre los círculos, y tenderemos a elegir aquellos valores que estén más cerca del origen de forma que la desadaptación que se produzca sea lo menor posible. Se debe recordar que la ganancia deseada la estamos consiguiendo, precisamente, en base a desadaptaciones de las redes de entrada y salida.

Reforcemos con un ejemplo.

**EJEMPLO 5** (Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc): Diseñamos el mismo amplificador del ejemplo anterior pero con el criterio de que la ganancia en 4GHz sea de 11dB. Veremos los círculos de ganancia constante para  $G_S = 2$  y 3dB y  $G_L = 0$  y 1dB. Calcularemos y graficaremos las pérdidas de retorno y la ganancia entre 3 y 5GHz.

Tenemos los parámetros S del dispositivo utilizado.

$f$ (GHz)	$S_{11}$	$S_{21}$	$S_{12}$	$S_{22}$
3	$0.80 \angle -90^\circ$	$2.8 \angle 100^\circ$	0	$0.66 \angle -50^\circ$
4	$0.75 \angle -120^\circ$	$2.5 \angle 80^\circ$	0	$0.60 \angle -70^\circ$
5	$0.71 \angle -140^\circ$	$2.3 \angle 60^\circ$	0	$0.58 \angle -85^\circ$

Al estar en condiciones de unilateralidad, la mera inspección de la tabla nos dice que el dispositivo es incondicionalmente estable:  $S_{11}$  y  $S_{22}$  son menores que 1.

Las máximas ganancias de las redes de entrada y salida son fáciles de deducir en este caso; también la ganancia del dispositivo.

$$G_{S_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} = 2.29 = 3.6 \text{ dB},$$

$$G_{L_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = 1.56 = 1.9 \text{ dB}.$$

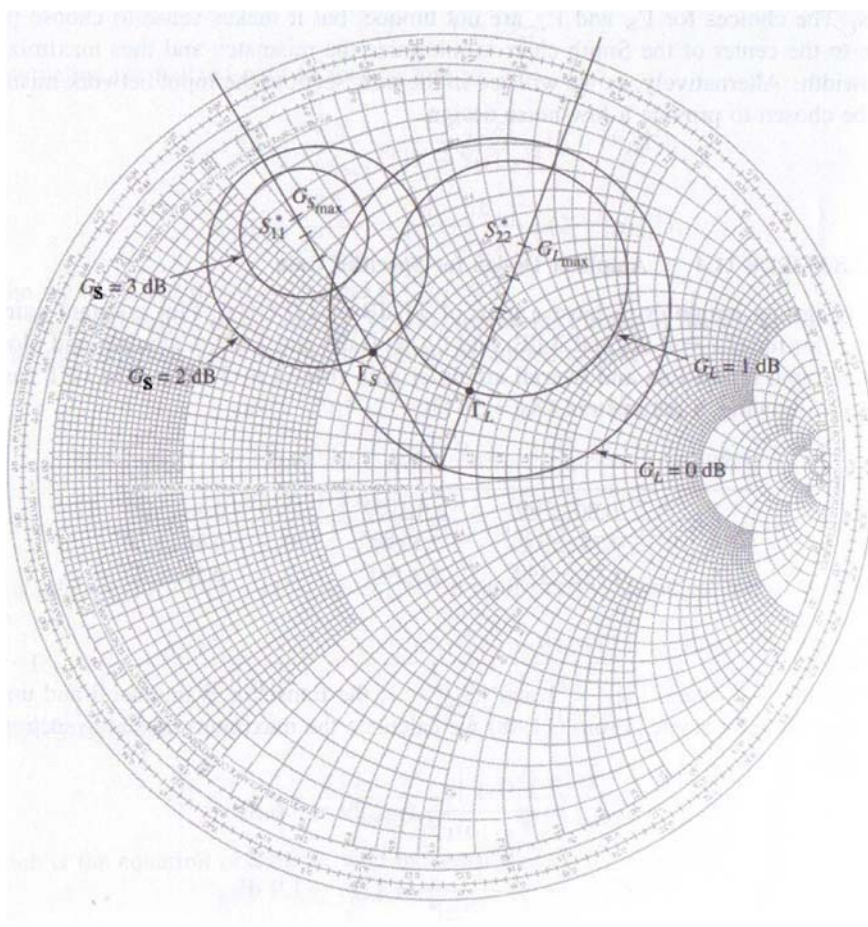
$$G_o = |S_{21}|^2 = 6.25 = 8.0 \text{ dB},$$

La ganancia unilateral máxima será por tanto de 13,5dB → nos sobran 2,5dB que restaremos utilizando las desadaptaciones de entrada y salida.

Con las expresiones ya conocidas, dibujamos los círculos de ganancia constante que nos piden.

$G_S = 3 \text{ dB}$	$g_S = 0.875$	$C_S = 0.706 \angle 120^\circ$	$R_S = 0.166$
$G_S = 2 \text{ dB}$	$g_S = 0.691$	$C_S = 0.627 \angle 120^\circ$	$R_S = 0.294$
$G_L = 1 \text{ dB}$	$g_L = 0.806$	$C_L = 0.520 \angle 70^\circ$	$R_L = 0.303$
$G_L = 0 \text{ dB}$	$g_L = 0.640$	$C_L = 0.440 \angle 70^\circ$	$R_L = 0.440$

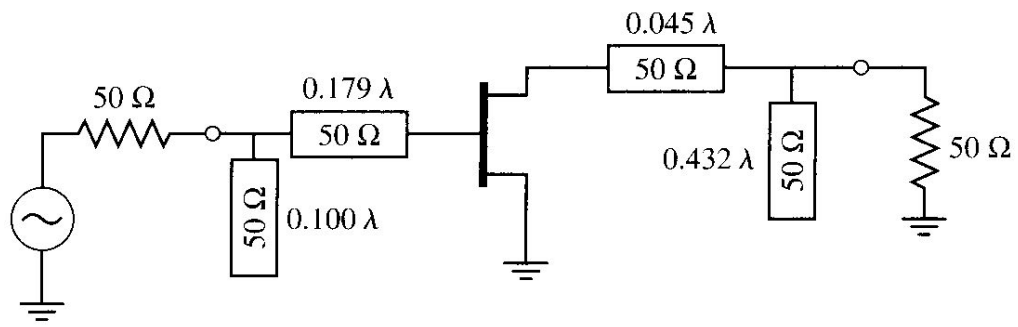
Y dibujados en la carta quedan de esta forma:



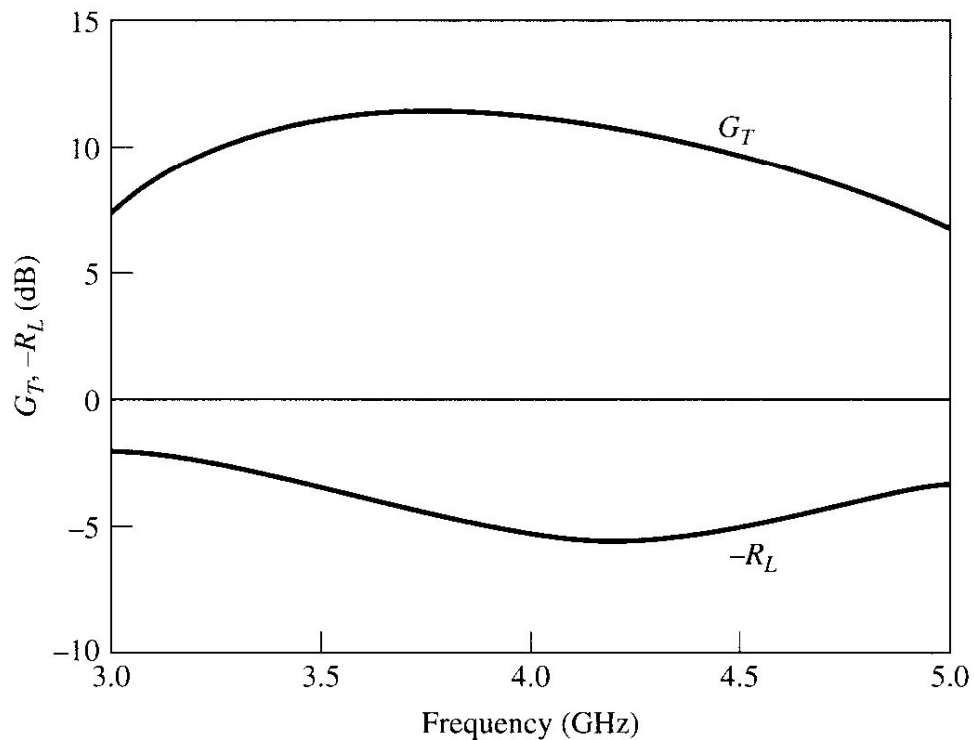
Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc.

Vemos que con la ganancia de dispositivo de 8 dB, podemos tener varias posibilidades de ganancias de entrada y salida: elegimos  $G_S = 2\text{dB}$  y  $G_L = 1\text{ dB}$  para sumar 11 dB que nos piden. De esta forma extraemos los valores de  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$ , en las líneas que unen centro de la carta y centros de los círculos.

$\Gamma_S = 0.33, 120^\circ$  y  $\Gamma_L = 0.22, 70^\circ$ . Con estos valores podemos calcular las redes de adaptación como en el ejemplo anterior y posteriormente visualizamos la ganancia y las pérdidas de retorno en el rango 3 a 5 GHz. Lo vemos a continuación, y observamos que el ancho de banda a 1 dB ha aumentando hasta el 25%. Las pérdidas de retorno son flojas, debido a la desadaptación buscada.



(b)



(c)

El contraste de estos resultados lo podemos hacer en ADS o Ansoft Designer SV.

Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc.

### 4.3.3 Diseño para Mínima Figura de Ruido: Círculos de Figura de Ruido

La otra opción que tenemos es optimizar la impedancia de ataque al dispositivo, para que este trabaje en la zona óptima para la Figura de Ruido. Esto será fundamental en las etapas de entrada de los receptores de Microondas, donde la 1ª etapa será típicamente un amplificador de bajo ruido.

Tal y como se ha explicado en Electrónica de Comunicaciones, tendremos que tener cuidado de que la optimización para una mínima Figura de Ruido no se vea afectada por alguno de estos factores:

- La reducción de ganancia puede producir una cifra final demasiado baja, con lo que el peso de la 2ª etapa de amplificación puede dar al traste con la mejora conseguida.
- También, si estamos trabajando en el rango de la décima de dB, la desadaptación de la entrada puede producir pérdidas adicionales que empeoren la Nfig mínima que hemos calculado.

Vemos que estamos ante un proceso interdependiente, que habitualmente se resuelve con una optimización práctica final y para ello se suelen utilizar elementos sintonizables como stubs en abierto. Es lo que observamos en la etapa de entrada del EJEMPLO 2.

Yendo al grano de lo que supone la adaptación para mínimo ruido, lo que buscamos son unos círculos de Figura de Ruido mínima que, junto con los de ganancia constante, me permita abordar la mayor ganancia y el menor ruido conjuntamente. Para extraer las ecuaciones de los círculos, nos basamos en una primera premisa: la figura de ruido de un cuadripolo amplificador se puede poner como,

$$F = F_{\min} + \frac{R_N}{G_S} |Y_S - Y_{\text{opt}}|^2,$$

, donde  $Y_S = G_S + j B_S$  es la admitancia de fuente presentada al transistor,  $F_{\min}$  es el mínimo factor de ruido cuando se ataca al transistor con  $Y_{\text{opt}}$  y  $R_N$  es la Resistencia equivalente de ruido del transistor. Los datos del transistor normalmente los da el fabricante y, en todo caso, se pueden medir.

Para deducir los círculos de ruido, primero se ponen en la fórmula anterior las admitancias en función de los coeficientes de reflexión de entrada, y después se demuestra que, para una F fija, la ecuación define un círculo en el plano  $\Gamma_S$  (carta de Smith). Para ello definimos una constante en función de los parámetros de ruido del dispositivo:

$$N = \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} = \frac{F - F_{\min}}{4R_N/Z_0} |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2,$$

Y utilizamos esta constante para definir el centro y radio de los círculos de ruido constante.

$$C_F = \frac{\Gamma_{\text{opt}}}{N + 1},$$

$$R_F = \frac{\sqrt{N(N + 1 - |\Gamma_{\text{opt}}|^2)}}{N + 1}.$$

De nuevo vamos a diseñar el mismo amplificador de los ejemplos anteriores, pero en este caso para una Figura de Ruido mínima en su entrada.

**EJEMPLO 6:** Se trata de diseñar un amplificador en 4GHz con una Figura de Ruido de 2dB, partiendo de estos datos de entrada: La  $F_{\min}$  es de 1,6dB para una  $\Gamma_{\text{opt}}$  de  $0,62$  y  $100^\circ$ , y  $R_N = 20\Omega$ . Todos los datos son para 4GHz.



Los parámetros S se presentan en la tabla siguiente:

	$S_{11}$	$S_{21}$	$S_{12}$	$S_{22}$
Magnitud	0,6	1,9	0,05	0,5
Angulo	-60°	81°	-60°	-60°

Para llevar a cabo el diseño, primero suponemos unilateralidad y vemos el error que eso supone sobre la  $G_T$ . El factor de unilateralidad  $U$ :

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

, da un valor de  $U = 0,059$ , y la relación entre ganancia y ganancia unilateral será:

$$\frac{1}{(1 + U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1 - U)^2}$$

, que da en unidades lineales:  $0,891 < G_T / G_{TU} < 1,13$ . Visto en dB esto supone un error de, aproximadamente  $\pm 0,5$ dB.

Para calcular el círculo de 2dB de Figura de Ruido, primero calculamos la constante  $N$ :

$$N = \frac{F - F_{min}}{4R_N/Z_0} |1 + \Gamma_{opt}|^2 = \frac{1.58 - 1.445}{4(20/50)} |1 + 0.62 \angle 100^\circ|^2$$

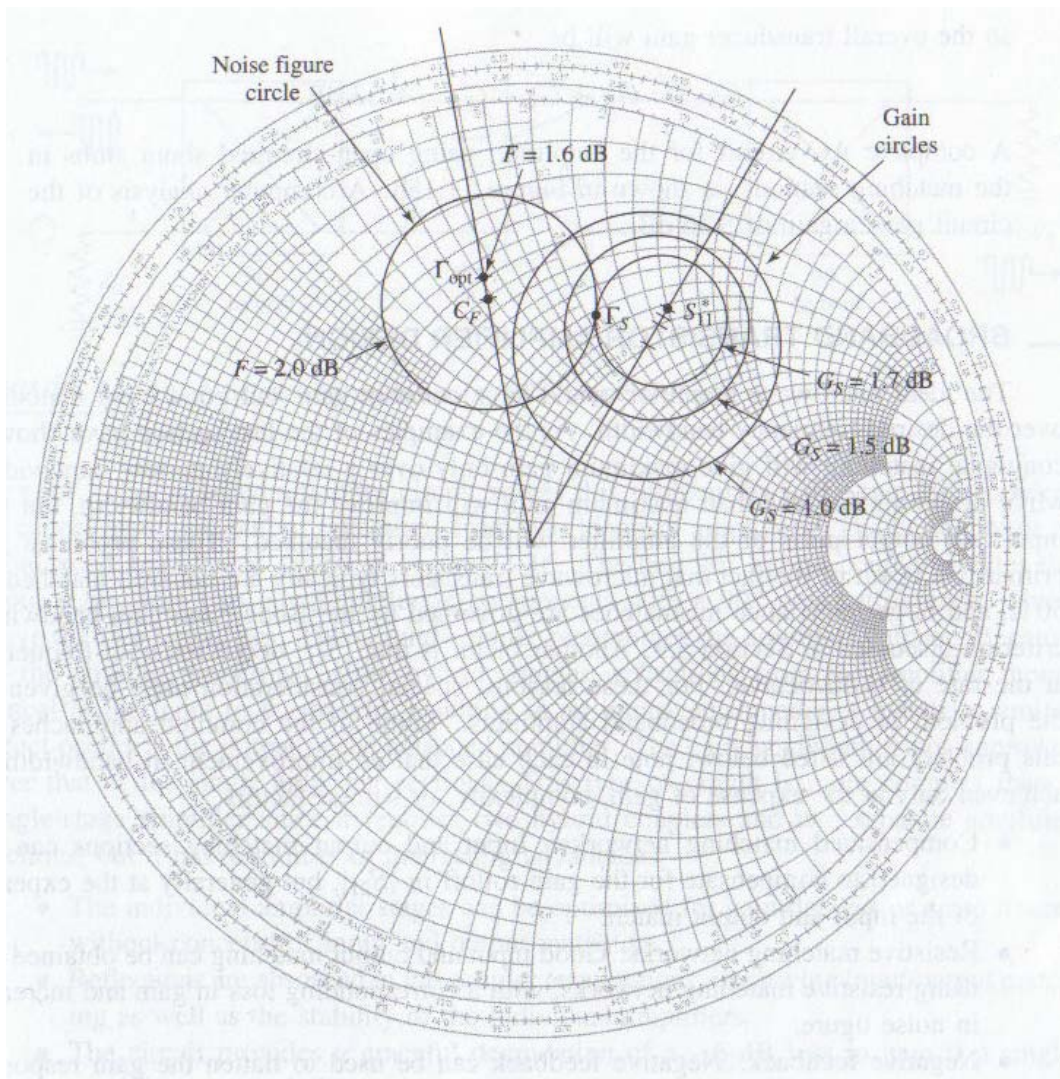
$$= 0.0986,$$

$$C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{N + 1} = 0.56 \angle 100^\circ$$

$$R_F = \frac{\sqrt{N(N + 1 - |\Gamma_{opt}|^2)}}{N + 1} = 0.24.$$

Con el círculo pasamos a la Carta de Smith, en la que dibujamos el círculo de ruido junto con los círculos de ganancia constante para 1, 1.5 y 1.7dB (ya sabemos como calcularlas), de forma que podamos ver un punto de cruce que optimice ambos parámetros, ruido y ganancia. Lo vemos en las gráficas a continuación.

$G_S$ (dB)	$g_S$	$C_S$	$R_S$
1.0	0.805	$0.52 \angle 60^\circ$	0.300
1.5	0.904	$0.56 \angle 60^\circ$	0.205
1.7	0.946	$0.58 \angle 60^\circ$	0.150



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons Inc

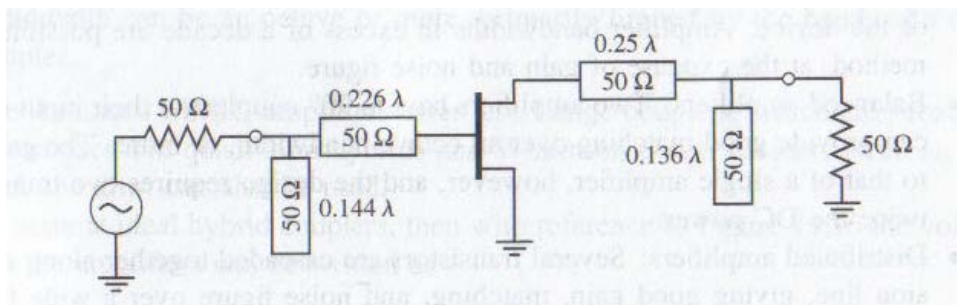
Vemos que el valor óptimo del coeficiente de reflexión lo tenemos en 0,53 y 75°, donde tendremos una ganancia  $G_S$  de 1.7dB, y una figura de ruido de 2dB. En cuanto a la salida, elegiremos el coeficiente de reflexión igual a  $S_{22}^*$ , de forma que tendremos una  $G_L$  de:

$$1 / (1 - |S_{22}|^2) = 1,33 \rightarrow 1,25\text{dB.}$$

La ganancia del transistor es  $G_0 = |S_{21}|^2 = 3,61 \rightarrow 5,58\text{dB}$ . De esta forma la ganancia total será:

$$G_T = 8,53\text{dB.}$$

Para acabar quedaría el diseño de las redes de adaptación que transforman los 50 ohmios a los coeficientes  $\Gamma_S, \Gamma_L$ . Lo podemos hacer como en los ejemplos anteriores.



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons Inc

Deberíamos contrastar estos resultados con algún simulador o con la realidad.



#### 4.4 DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE MÁS DE UNA ETAPA

Hemos visto en la sección anterior que los diseños pueden optimizarse para alguno de los parámetros deseados, pero que en ese caso el resto queda deteriorado. Concretamente, cuando queremos que el ancho de banda sea grande, lo hacemos a costa de la ganancia y de la mala adaptación como hemos visto.

Parece evidente que lo que son “méritos” del amplificador –ganancia, ancho de banda, figura de ruido, adaptación,...- serán factores contrapuestos.

Esto es lo que, de alguna forma, nos acredita el llamado **Criterio de Bode-Fano**, que viene a decir que la figura de mérito ancho de banda entre pérdidas de retorno está limitada por una constante proporcional a la carga. Es decir que a mayor ancho de banda, menores serán las pérdidas de retorno posibles.

Anotamos este criterio, para una red pasiva que adapta 50 ohmios a una red RC paralelo:

$$\int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|\Gamma(\omega)|} d\omega \leq \frac{\pi}{RC},$$

que aplicado a un coeficiente de reflexión constante da:

$$\int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|\Gamma|} d\omega = \int_{\Delta\omega} \ln \frac{1}{\Gamma_m} d\omega = \Delta\omega \ln \frac{1}{\Gamma_m} \leq \frac{\pi}{RC},$$

Las conclusiones son:

- Para una carga determinada, se puede conseguir un mayor ancho de banda sólo a costa de un coeficiente de reflexión más alto.
- El coeficiente de reflexión es cero solo si el ancho de banda es cero. Es decir, que una adaptación perfecta solo se dará en frecuencias individuales.
- Si R o C crecen, la calidad de la adaptación decrece  $\rightarrow$  el ancho de banda  $\Delta\omega$  o la adaptación  $1/\Gamma$  deben disminuir  $\rightarrow$  los circuitos de altas Q son intrínsecamente más difíciles de adaptar que los de baja Q.

Traspassando este criterio al factor **Ganancia x Ancho de Banda**, podemos decir que, para un mismo dispositivo, mayor ganancia supone menor ancho de banda y viceversa.

En los amplificadores de microondas se nos dan situaciones que abundan en esta situación: las impedancias de los dispositivos están bastante alejadas de los 50 ohmios y además sabemos que el factor  $|S_{21}|^2$  baja con una pendiente de 6 dB/octava con la frecuencia. Todos estos factores hacen que se utilicen diversas técnicas cuando queremos conseguir anchos de banda suficientes en frecuencias de microondas. Las tres más utilizadas son:

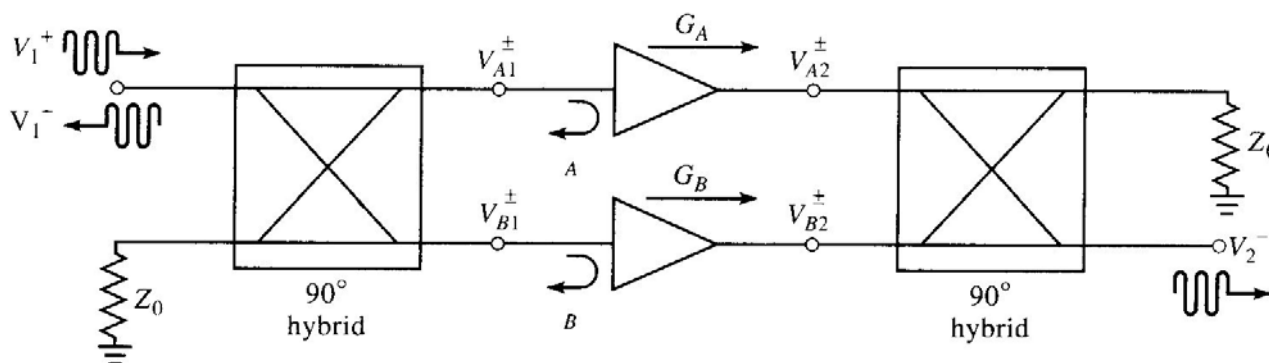
- Realimentación negativa: se consiguen respuestas con mayor planitud y ancho de banda, mejoras en las adaptaciones de entrada y salida y mejores estabilidades. Empeoran la ganancia y la figura de ruido.
- Amplificadores balanceados: dos amplificadores con dos híbridos de 3 dB hacen una estructura con una muy buena adaptación y ganancia en una octava o más. Pero a costa de usar dos amplificadores para conseguir la misma ganancia, con el doble de potencia disipada.
- Amplificadores distribuidos: varios transistores se colocan en paralelo a lo largo de una estructura de líneas de transmisión, dando buenas ganancias, adaptaciones

y figura de ruido en un gran ancho de banda. Da menor ganancia que el mismo número de transistores en configuración de amplificadores puestos en cascada.

El 1er. tipo es muy utilizado en Radio Frecuencia pero menos en microondas. Vamos a describir brevemente los dos últimos casos.

### 4.4.1 Amplificadores balanceados

La estructura es la de la figura:



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons Inc

Lo que conseguimos es que los híbridos combinen en fase las señales de salida en el sentido directo de la amplificación y que anulen los retornos en la entrada y salida por suma en contrafase. Veámoslo.

En el camino de amplificación, teniendo en cuenta el desfase de 90° entre salidas del híbrido de entrada, tendremos:

$$V_{A1}^+ = \frac{1}{\sqrt{2}} V_1^+,$$

$$V_{B1}^+ = \frac{-j}{\sqrt{2}} V_1^+,$$

La señal de salida la podremos escribir como:

$$V_2^- = \frac{-j}{\sqrt{2}} V_{A2}^+ + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{B2}^+ = \frac{-j}{\sqrt{2}} G_A V_{A1}^+ + \frac{1}{\sqrt{2}} G_B V_{B1}^+ = \frac{-j}{2} V_1^+ (G_A + G_B)$$

Y, por tanto, podremos poner el parámetro S de ganancia del conjunto:

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{-j}{2} (G_A + G_B)$$

Con lo que ya vemos que si  $G_A = G_B$  la ganancia será la del amplificador individual.

En cuanto a las señales reflejadas, seguimos el mismo razonamiento para la señal reflejada total que existe en la entrada en función de las reflexiones en los amplificadores:

$$V_1^- = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{A1}^- + \frac{-j}{\sqrt{2}} V_{B1}^- = \frac{1}{\sqrt{2}} \Gamma_A V_{A1}^+ + \frac{-j}{\sqrt{2}} \Gamma_B V_{B1}^+ = \frac{1}{2} V_1^+ (\Gamma_A - \Gamma_B)$$

Y deducimos el  $S_{11}$  a la entrada:

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{1}{2} (\Gamma_A - \Gamma_B)$$

→ , la conclusión es clara: si tenemos dos amplificadores idénticos la adaptación en la entrada y salida de los híbridos de entrada y salida tenderá hacia el óptimo: si  $\Gamma_A = \Gamma_B \rightarrow S_{11} = 0$ .

Es intuitivo pensar que el resto de parámetros característicos del amplificador también se verá afectado por la estructura. En concreto la figura de ruido será:

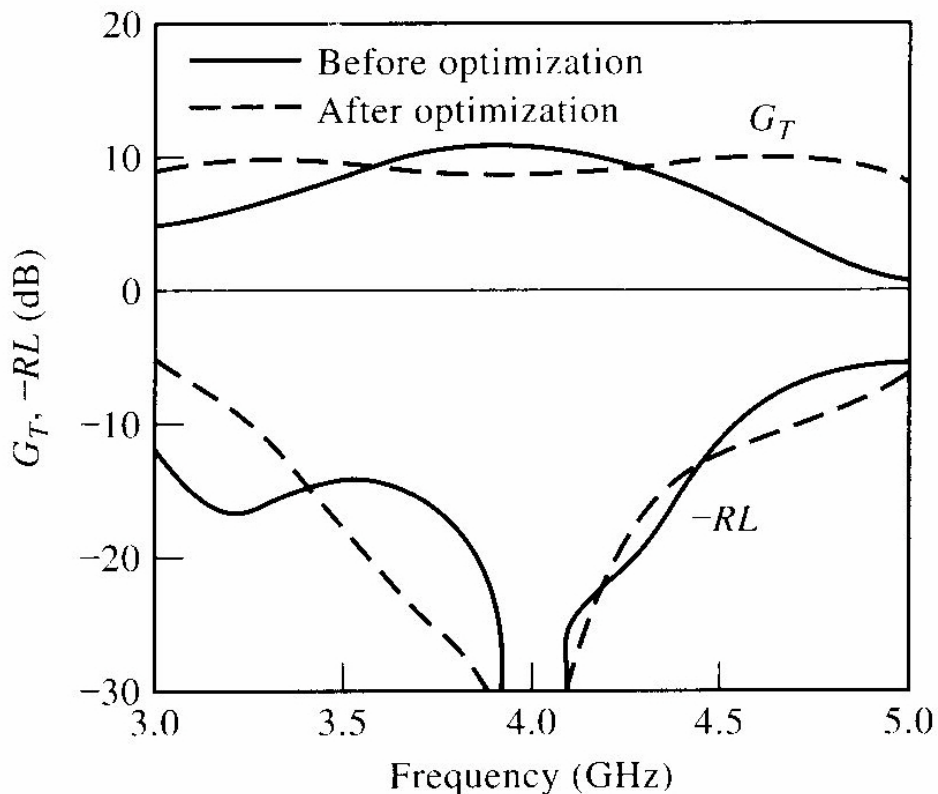
$$F = (F_A + F_B) / 2$$

, y la figura de intermodulación empeorará 3dB debido a las pérdidas en el híbrido de salida.

Una de las propiedades de esta estructura, y que la hace atractiva para los diseñadores de sistemas, es que, en caso de fallo de una de las ramas de amplificación, la ganancia total cae exactamente en 6 dB. Es una propiedad usada para detectar fácilmente el fallo.

**EJEMPLO 7:** Vamos a usar el amplificador del ejemplo 5, con sus variaciones de ganancia de 3dB y sus bajas pérdidas de retorno de 5dB, para configurar un amplificador balanceado que mejore esas características en la banda de 3 a 5GHz. El ejemplo es el 11.6 del Pozar y sería bueno contrastarlo con el simulador ADS.

Utilizando los amplificadores tal cual se han diseñado, con sus longitudes de líneas y stubs, añadimos dos híbridos 90° diseñados para la frecuencia de 4GHz como centro de la banda. Recordar que lo único que necesitamos es saber a qué longitud corresponde  $\lambda/4$  y el valor de la rama  $Z_0 / \sqrt{2}$ . Si simulamos toda la estructura:



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

Vemos que la respuesta, antes de la optimización, recuerda a la del amplificador individual, incluso hemos empeorado en los dB pico a pico en la respuesta de ganancia sobretodo en la parte de 5GHz (los híbridos tenderán a mínimas pérdidas en el centro y a caer en los extremos). En todo caso, lo que hemos mejorado ostensiblemente son las pérdidas de retorno, que están por debajo de los 10dB en la mayoría de la banda.

Aprovechando que los programas de simulación tienen una herramienta de optimización, la usaremos para, rebajando ligeramente la pretensión de G a 10dB, hacer que ajuste las longitudes de las líneas y stubs hasta aproximarse lo mejor posible a 10dB en toda la banda. En la figura vemos las curvas a puntos, resultado de la optimización. La ganancia cumple lo exigido aunque hemos empeorado las pérdidas de retorno en el extremo inferior.

Las longitudes tras la optimización son relativamente poco diferentes de las anteriores, como vemos en la Tabla a continuación.

Matching Network Parameter	Before Optimization	After Optimization
Input section stub length	0.100λ	0.109λ
Input section line length	0.179λ	0.113λ
Output section line length	0.045λ	0.134λ
Output section stub length	0.432λ	0.461λ

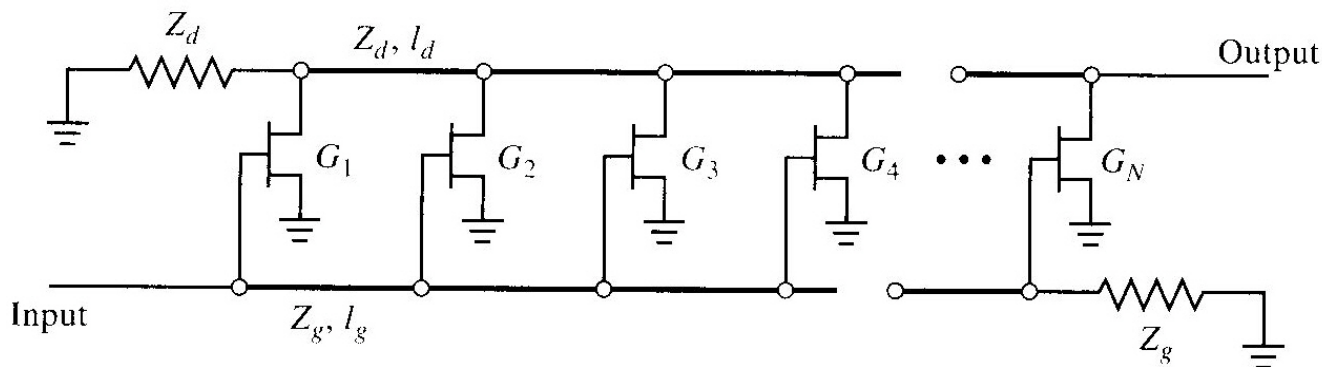
Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

Vemos que la precisión a la hora de fabricar el circuito impreso sobre el que desplegamos las líneas y stubs va a ser muy importante a la hora de conseguir la respuesta deseada; cosa que ya sabíamos, por otra parte.

Este tipo de amplificador balanceado es muy utilizado en los circuitos integrados de microondas o MMIC usando acopladores de Lange como híbridos de 3dB, en una estructura Coplanar como vimos en el capítulo anterior. No es difícil prever que el comportamiento del híbrido y, concretamente, su anchura de banda va a ser un elemento crítico del diseño.

### 4.4.2 Amplificadores distribuidos: Amplificadores de Onda Progresiva

El otro tipo de estructura que se utiliza abundantemente en microondas para conseguir anchos de banda por encima de la octava son los amplificadores distribuidos que, como apunta su nombre, se basan en una estructura distribuida, tal y como se ve en la figura:



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

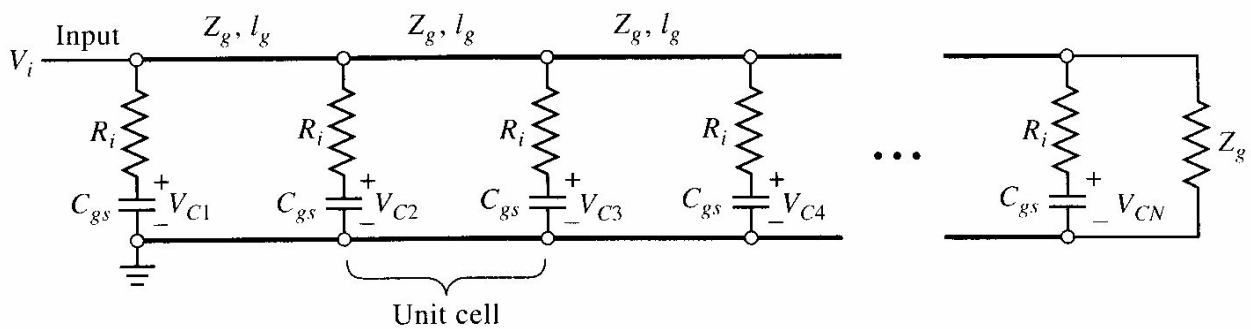
Se ve que son varios dispositivos (habitualmente MESFET) situados a lo largo de dos líneas de transmisión, una para las entradas y otra para las salidas. La filosofía de funcionamiento es muy parecida a la del acoplador direccional de múltiples aberturas en guía de onda: *la señal de entrada progresa por la línea de transmisión y cada amplificador colabora con una parte de señal amplificada que se incorpora a la línea colectora de salida; la impedancia característica y las longitudes se diseñan para que todas las salidas que progresan se sumen en fase, mientras se cancelan las regresivas en las cargas ad-hoc.*

El inconveniente de esta estructura es que no se consiguen ganancias grandes, ni Figuras de Ruido bajas, además de acabar siendo amplificadores de dimensiones grandes comparado con un amplificador de la misma ganancia pero con un ancho de banda menor.

Otro detalle a destacar es que este tipo de estructura se adapta muy bien a la tecnología de circuito integrado, que es donde tiene su mayor aplicación, por no decir exclusiva. El análisis de este tipo de estructura se simplifica mucho si consideramos la versión unilateral del circuito equivalente de los FET  $\rightarrow C_{gd} = 0$ . De esta forma la línea de transmisión de puerta y la de drenador estarán aisladas, salvo por la pequeña contribución de la fuente de corriente de drenador.

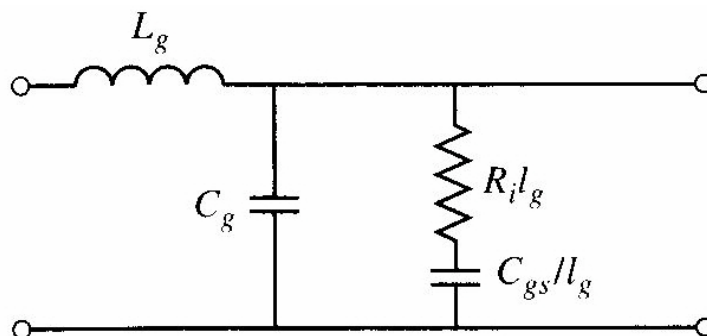
Aplicando estos criterios, veamos cómo quedan los circuitos equivalentes de conjunto y a través de ellos podremos deducir las expresiones de impedancias características para las líneas de puerta y de drenador.

Para la línea de puerta,



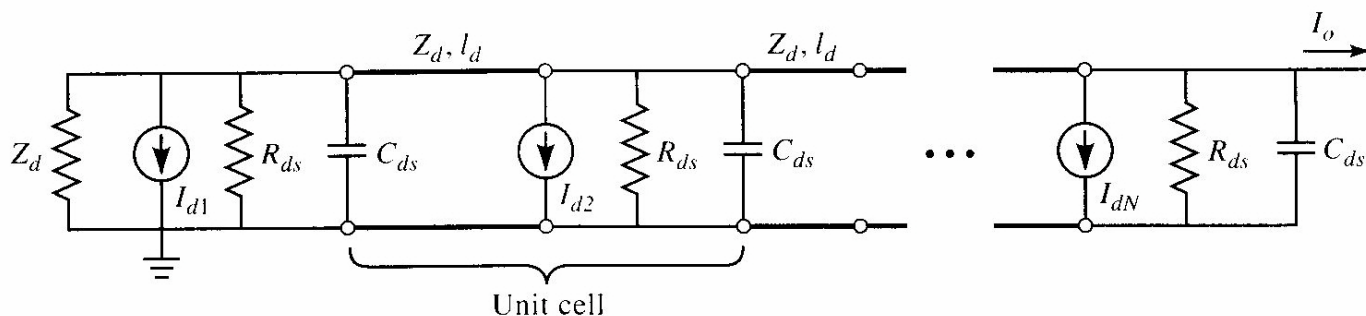
Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

, donde hemos definido una celda unidad cuyo equivalente lo podremos poner en función de la inductancia y capacidad de la línea por unidad de longitud, junto con la contribución de las puertas de los FET por unidad de longitud. Así,

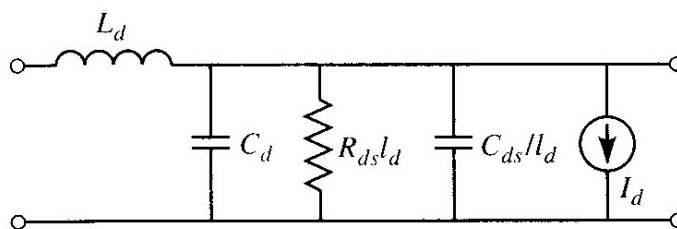


Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

Lo que estamos haciendo es incluir en la celda unidad la carga que representa cada FET en forma de su equivalente de puerta por unidad de longitud. Si hacemos lo mismo para el drenador, pondremos:



(a)



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc

Una vez que tenemos estos equivalentes unidad de las líneas de transmisión (incluye la parte de los FET), podemos deducir las impedancias características con la fórmula general de la definición de las mismas como relación entre la impedancia y admitancia de la línea por unidad de longitud.

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

Lo vemos para la entrada, considerando pérdidas despreciables,

$$Z = j\omega L_g,$$

$$Y = j\omega C_g + \frac{j\omega C_{gs}/\ell_g}{1 + j\omega R_i C_{gs}}. \quad Z_g = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{L_g}{C_g + C_{gs}/\ell_g}}$$

Una vez conocida la impedancia característica, deberemos conocer la constante de propagación para caracterizar la onda que se propaga a lo largo de todas las puertas:

$$\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g = \sqrt{ZY} = \sqrt{j\omega L_g \left[ j\omega C_g + \frac{j\omega C_{gs}/\ell_g}{1 + j\omega R_i C_{gs}} \right]}$$

, donde retenemos las pérdidas para poder visualizar luego la atenuación que se produce en esta línea de transmisión “equivalente” de entrada. De todas formas si suponemos que las pérdidas son bajas, como siempre, lo que nos permite simplificar la función anterior de forma que separamos parte real  $\alpha$  (pérdidas) y parte imaginaria  $\beta$  (fase):

$$\begin{aligned}\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g &\cong \sqrt{-\omega^2 L_g [C_g + C_{gs} (1 - j\omega R_i C_{gs}) / \ell_g]} \\ &\cong \frac{\omega^2 R_i C_{gs}^2 Z_g}{2\ell_g} + j\omega \sqrt{L_g (C_g + C_{gs} / \ell_g)}\end{aligned}$$

Ya tenemos la línea de las puertas con sus ecuaciones fundamentales de propagación en función las características de la línea de transmisión y de la parte de entrada de los dispositivos.

El mismo tipo de análisis lo podemos hacer con la línea de drenadores, llegando a estas conclusiones:

$$\begin{aligned}Z_d &= \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d + C_{ds} / \ell_d}}, \\ \gamma_d = \alpha_d + j\beta_d &= \sqrt{ZY} = \sqrt{j\omega L_d \left[ \frac{1}{R_{ds} \ell_d} + j\omega (C_d + C_{ds} / \ell_d) \right]} \\ &\cong \frac{Z_d}{2R_{ds} \ell_d} + j\omega \sqrt{L_d (C_d + C_{ds} / \ell_d)}.\end{aligned}$$

A partir de aquí, utilizamos el mismo tipo de análisis de ondas progresivas y regresivas que utilizábamos en el acoplador en guía, para deducir la Ganancia del conjunto de N FET. Primero calculamos la tensión de entrada en el condensador  $C_{gs}$  del FET n en función de una onda incidente  $V_i$  y la corriente de salida total en forma de sumatorio de las corrientes individuales de drenador

$$\begin{aligned}V_{cn} &= V_i e^{-(n-1)\gamma_g \ell_g} \left( \frac{1}{1 + j\omega R_i C_{gs}} \right) \\ I_o &= -\frac{1}{2} \sum_{n=1}^N I_{dn} e^{-(N-n)\gamma_d \ell_d} = -\frac{g_m V_i}{2} e^{-N\gamma_d \ell_d} e^{\gamma_g \ell_g} \sum_{n=1}^N e^{-n(\gamma_g \ell_g - \gamma_d \ell_d)}.\end{aligned}$$

, donde hemos utilizado que,

$$I_{dn} = g_m V_{cn}$$

Lo que vemos en la fórmula de la corriente de salida es que las contribuciones progresivas de cada FET se sumarán en fase en la salida solo si:

$$\beta_g \ell_g = \beta_d \ell_d,$$

, es decir, si los retardos en ambas líneas son los mismos.



Sabemos que cada FET contribuirá con una corriente progresiva y otra regresiva al drenador de la forma

$$-\frac{1}{2} I_{dn} e^{\pm \gamma_d z}$$

, pero si consideramos las longitudes recorridas por las señales regresivas, veremos que se cancelarán en desfase en la carga  $R_d$  del final de línea (recordar el acoplador en guía).

Vamos a simplificar la ecuación de la corriente de salida a través de la fórmula:

$$\sum_{n=1}^N x^n = \frac{x^{N+1} - x}{x - 1}$$

, quedando la expresión como:

$$I_o = -\frac{g_m V_i e^{\gamma_d l_d} [e^{-N\gamma_g l_g} - e^{-N\gamma_d l_d}]}{2 e^{-(\gamma_g l_g - \gamma_d l_d)} - 1} = -\frac{g_m V_i e^{-N\gamma_g l_g} - e^{-N\gamma_d l_d}}{2 e^{-\gamma_g l_g} - e^{-\gamma_d l_d}}$$

Y si suponemos adaptación conjugada en la entrada y salida (con unilateralidad es sencillo), podemos poner la ganancia del amplificador distribuido como:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\frac{1}{2} |I_o|^2 Z_d}{\frac{1}{2} |V_i|^2 / Z_g} = \frac{g_m^2 Z_d Z_g}{4} \left| \frac{e^{-N\gamma_g l_g} - e^{-N\gamma_d l_d}}{e^{-\gamma_g l_g} - e^{-\gamma_d l_d}} \right|^2$$

Si imponemos la condición de iguales desfases en ambas líneas (sincronización):

$$G = \frac{g_m^2 Z_d Z_g}{4} \frac{(e^{-N\alpha_g l_g} - e^{-N\alpha_d l_d})^2}{(e^{-\alpha_g l_g} - e^{-\alpha_d l_d})^2}$$

, y aún podemos simplificar más si suponemos las pérdidas pequeñas, con lo que el numerador y el denominador se puede aproximar por  $(\alpha_g l_g - \alpha_d l_d)$ , y por tanto el segundo factor se puede sustituir por  $N^2$ , con lo que:

$$G = \frac{g_m^2 Z_d Z_g N^2}{4}$$

, que nos indica que la G crece según  $N^2$ , en contraste con los amplificadores en cascada cuya ganancia crece según  $G^N$ . También deducimos de la expresión que incluye las pérdidas, que la  $G \rightarrow 0$ , cuando  $N \rightarrow \infty$ . Es decir, que habrá un mayor efecto de las pérdidas acumulativas exponenciales en las líneas de entrada y salida, que el efecto multiplicativo de la ganancia. De hecho si calculamos la derivada de la función G respecto a N y la hacemos cero, tendremos el nº de dispositivos óptimo para unas condiciones dadas de dispositivos y líneas.

$$N_{opt} = \frac{\ln(\alpha_g l_g / \alpha_d l_d)}{\alpha_g l_g - \alpha_d l_d}$$

La veracidad de estas aproximaciones la podemos ver con un ejemplo.



**EJEMPLO 8** (Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc.): Se trata de calcular la G de un amplificador distribuido entre 1 y 18GHz para N = 2,4 ,8 y 16 etapas, y de ver cuál es el N óptimo para ganancia máxima en 16GHz, con un dispositivo FET de parámetros:

$$R_i = 10 \Omega, R_{ds} = 300 \Omega, C_{gs} = 0.27 \text{ pF}, \text{ and } g_m = 35 \text{ mS}.$$

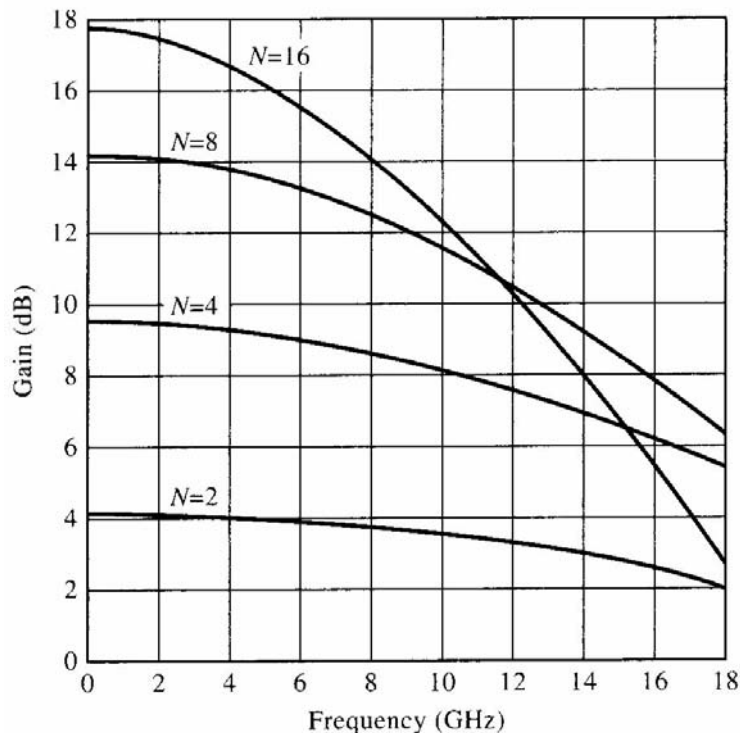
Suponemos las líneas de puerta y drenador de 50Ω.

Teniendo en cuenta las expresiones que hemos dado, deberemos computar la G, para lo cual necesitamos conocer:

$$\alpha_g \ell_g = \frac{\omega^2 R_i C_{gs}^2 Z_0}{2}$$

$$\alpha_d \ell_d = \frac{Z_0}{2R_{ds}}$$

Con una herramienta adecuada (Matlab, por ejemplo) puedo visualizar el resultado de la expresión de G en función de estos parámetros y en función de N, resultando:



Fuente: Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc.

Vemos el resultado óptimo en 16GHz para N = 8 y corroboramos este dato, calculando el N<sub>opt</sub> para esa frecuencia:

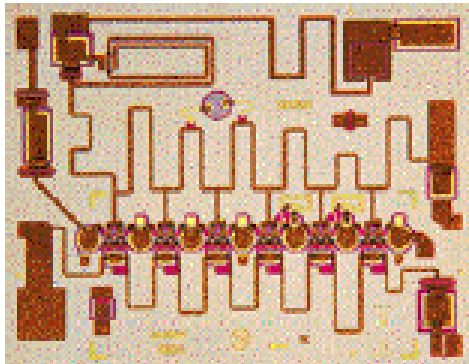
$$\alpha_g \ell_g = 0.184, \alpha_d \ell_d = 0.083 \text{ para } 16\text{GHz, y}$$

$$N_{\text{opt}} = \frac{\ln(\alpha_g \ell_g / \alpha_d \ell_d)}{\alpha_g \ell_g - \alpha_d \ell_d} = \frac{\ln(0.184 / 0.083)}{0.184 - 0.083} = 7.9,$$

Podríamos contrastar estos datos con la fiabilidad de un simulador como ADS. Por último veamos un ejemplo de componente real de este estilo, con un ancho de banda realmente alto, como vemos.

Fuente: [http://www.triquint.com/prodserv/more\\_info/?prod\\_id=212&page\\_id=154](http://www.triquint.com/prodserv/more_info/?prod_id=212&page_id=154)

## 2 - 20 GHz Gain Block Amplifier TGA8622-SCC



### Key Features and Performance

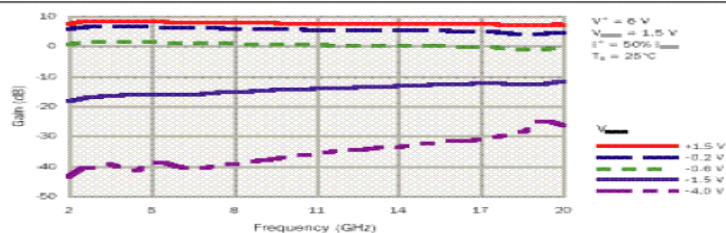
- 2 to 20 GHz Frequency Range
- 7.5 dB Gain with Greater than 30dB Gain-Control Capability
- 20 dBm Output Power at 1 dB Gain Compression
- 7 dB Noise Figure
- Input and Output SWR 1.7:1 Midband
- 2.769 x 2.159 x 0.152 mm (0.109 x 0.085 x 0.006 in.)

### Description

The TriQuint TGA8622-SCC is a broadband general-purpose amplifier that operates over the 2 to 20 GHz frequency range. Six 200um dual-gate FETs provide the amplifier with a typical gain of 7.5 dB. Midband input and output SWRs are typically 1.7:1. This amplifier is directly cascadable and can be used in both gain control and active temperature compensation applications. Ground is provided to the circuitry through vias to the backside metallization.

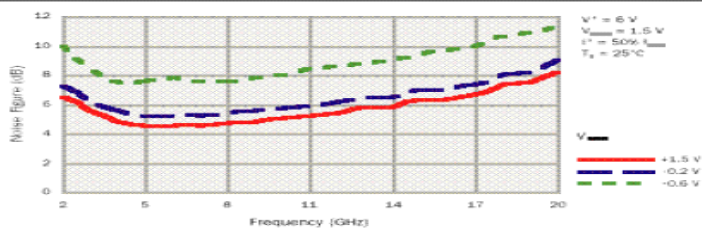
The TGA8622-SCC is available in chip form and is readily assembled using automated equipment. The device bond pads and backside are gold plated for compatibility with eutectic alloy attach methods as well as thermocompression and thermosonic wire-bonding processes.

TYPICAL SMALL-SIGNAL POWER GAIN  $G_p$  VS.  $V_{CTRL}$



$V_{CTRL}$  for particular gain levels is shown for reference only and may vary from device to device.

TYPICAL NOISE FIGURE NF VS.  $V_{CTRL}$



TYPICAL OUTPUT POWER  $P_{1dB}$  VS.  $V_{CTRL}$

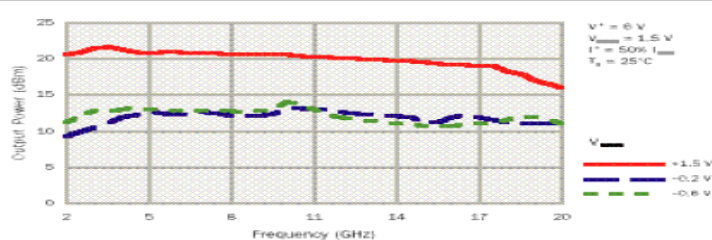


TABLE I  
MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	VALUE
$V^+$	POSITIVE SUPPLY VOLTAGE	8V
$V^+ - V^-$	POSITIVE SUPPLY VOLTAGE RANGE WITH RESPECT TO NEGATIVE SUPPLY VOLTAGE	0V to 12V
$V^-$	NEGATIVE SUPPLY VOLTAGE RANGE	0V to -5V
$V_{CTRL}$	GAIN CONTROL VOLTAGE RANGE	-5V to 4V
$V_{CTRL} - V^+$	GAIN CONTROL VOLTAGE RANGE WITH RESPECT TO POSITIVE SUPPLY VOLTAGE	0V to -10V
$I^-$	NEGATIVE GATE CURRENT	12 mA
$P_{in}$	INPUT CONTINUOUS WAVE POWER	26 dBm
$I^+$	POSITIVE SUPPLY CURRENT	370mA
$P_D$	POWER DISSIPATION, AT (OR BELOW) 25°C BASE-PLATE TEMPERATURE*	2.9W
$T_{CH}^{**}$	OPERATING CHANNEL TEMPERATURE	150 °C
$T_M$	MOUNTING TEMPERATURE (30 SECONDS)	320 °C
$T_{STG}$	STORAGE TEMPERATURE	-65 to 150 °C

Ratings over channel temperature range,  $T_{CH}$  (unless otherwise noted)

Stresses beyond those listed under "Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device.

These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "RF Specifications" is not implied. Exposure to maximum rated conditions for extended periods may affect device reliability.

\*For operation above 25°C base-plate temperature, derate linearly at the rate of 6.1mW/°C.

\*\* Operating channel temperature,  $T_{CH}$ , directly affects the device MTTF. For maximum life, it is recommended that channel temperature be maintained at the lowest possible level.

EQUIVALENT  
SCHEMATIC

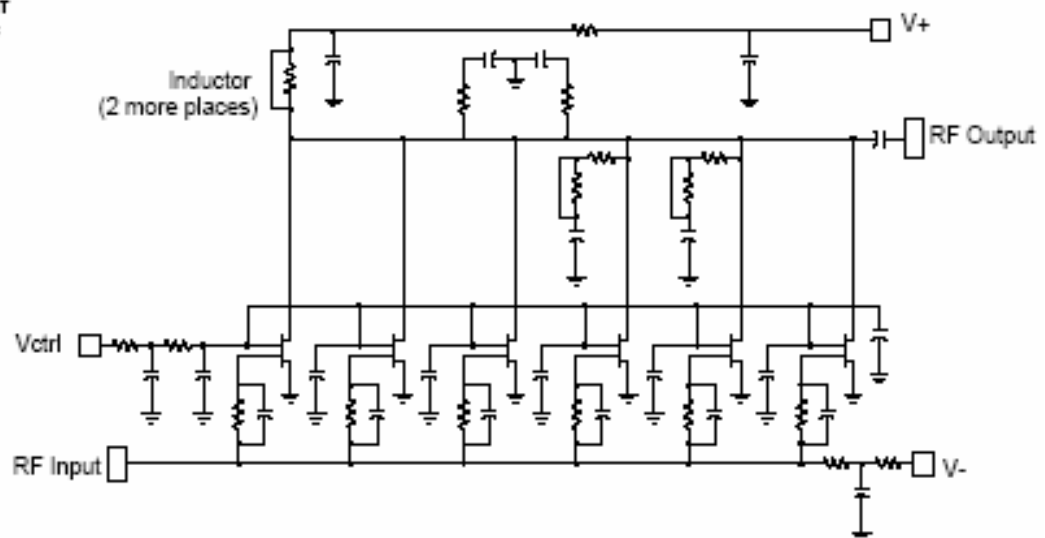


TABLE II  
DC PROBE TESTS (100%)  
( $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C} \pm 5\text{ }^\circ\text{C}$ )

NOTES	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS		UNITS
			MIN	MAX	
	$I_{DSS}$	$V_{DS} = 0.0\text{V}$ $0.5 \leq V_{GS} \leq 3.5\text{V}$	156	444	mA
	$G_m$	$V_{DS} = -0.5\text{V}$ $0.5 \leq V_{GS} \leq 3.5\text{V}$	144	240	mS
1/	$ V_{GS} $	$I_{DSS} = 600\mu\text{A}$ $0.5 \leq V_{DS} \leq 3.5\text{V}$	1.1	4.4	V
1/	$ V_{DS(sat)} $	$I_{DSS} = 1200\mu\text{A}$	8	30	V
1/	$ V_{DS(sat)} $	$I_{DSS} = 1200\mu\text{A}$	8	30	V

1/  $V_G$ ,  $V_{DS(sat)}$ , and  $V_{GS(sat)}$  are negative.

TABLE III  
RF WAFER CHARACTERIZATION TEST  
( $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C} \pm 5\text{ }^\circ\text{C}$ )  
 $V^0 = 5\text{V}$ ,  $I^0 = 0.5 I_{DSS}$ ,  $V_{CTRL} = 1.5\text{V}$

NOTE	TEST	MEASUREMENT CONDITIONS	VALUE			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
	SMALL-SIGNAL GAIN MAGNITUDE	$F = 2 - 2.5\text{ GHz}$	5.5	7.5		dB
		$F = 2.5 - 20\text{ GHz}$	6.5	7.5		dB
	SMALL-SIGNAL GAIN RIPPLE	$F = 2 - 20\text{ GHz}$			2.0	dB Peak-to-Peak
	POWER OUTPUT AT 1 dB GAIN COMPRESSION	$F = 2 - 18\text{ GHz}$	18.0	20		dBm
		$F = 18 - 20\text{ GHz}$		17		dBm
	NOISE FIGURE	$F = 2 - 16\text{ GHz}$		7	8	dB
		$F = 16 - 18\text{ GHz}$		7	9	dB
	INPUT RETURN LOSS MAGNITUDE	$F = 2 - 18\text{ GHz}$	10	14		dB
		$F = 18 - 20\text{ GHz}$	7.4	8.9		dB
	OUTPUT RETURN LOSS MAGNITUDE	$F = 2 - 18\text{ GHz}$	10	14		dB
		$F = 18 - 20\text{ GHz}$	7.4	8.9		dB
1/	GAIN DRIFT	$F = 10\text{ GHz}$			0.25	dB
	INPUT STANDING WAVE RATIO	$F = 2 - 10\text{ GHz}$		1.3:1		
		$F = 10 - 20\text{ GHz}$		1.7:1		
	OUTPUT STANDING WAVE RATIO	$F = 2 - 10\text{ GHz}$		1.3:1		
		$F = 10 - 20\text{ GHz}$		1.7:1		
	OUTPUT THIRD ORDER INTERCEPT POINT	$F = 2\text{ GHz}$		33		dBm
		$F = 10\text{ GHz}$		33		dBm
		$F = 18\text{ GHz}$		30		dBm

1/ Gain drift shall be defined as the change in small signal gain from the application of DC power to 30 minutes.

#### 4.5 ANALISIS DE DISIPACIÓN TÉRMICA Y SU CONTROL: EL MTBF

Parte de las especificaciones conseguidas en el laborioso diseño de nuestro amplificador e incluso, la integridad del mismo, se puede ver severamente afectada si no tenemos en cuenta la correcta gestión del aumento de la temperatura que se produce en el elemento activo al estar disipando fuertes potencias en continua.

No es raro que haya dispositivos que tengan que estar disipando potencias cercanas a la decena de vatios o más, con lo que las uniones semiconductoras que conforman el elemento se verán sometidas a una Temperatura muy cercana a la máxima que se permite por parte del fabricante ( $T_j < 150^\circ$  típico, como en el caso del amplificador distribuido anterior).

Normalmente no vamos a poder medir la  $T_j$ , con lo que el diseño térmico dependerá de una medida indirecta de medidas a largo plazo, o de que contemos con un buen Simulador Térmico, paquetes de Software bastante complejos y caros, que empiezan a ser habituales cuando la carestía de los productos a fabricar lo justifican.

Este pequeño estudio de lo que supone el correcto tratamiento del calor disipado en los dispositivos de los amplificadores es fácilmente extrapolable a otros dispositivos que también generan calor en su funcionamiento, como pueden ser osciladores de alto nivel o conmutadores de potencia. En general, cualquier dispositivo que tenga que manejar gran cantidad de señal o gran cantidad de polarización deberá contar con una correcta gestión del calor generado.

Tampoco este punto de vista es exclusivo de las frecuencias de microondas, ni mucho menos. Lo que pasa es que en estas frecuencias cobra especial importancia el máximo aprovechamiento de la potencialidad del dispositivo, dada la carestía de los componentes y de la cercanía a los límites tecnológicos en el que nos vamos a mover.

Vamos a destacar los aspectos más evidentes de las técnicas habituales en la gestión térmica de los dispositivos de potencia en estado sólido:

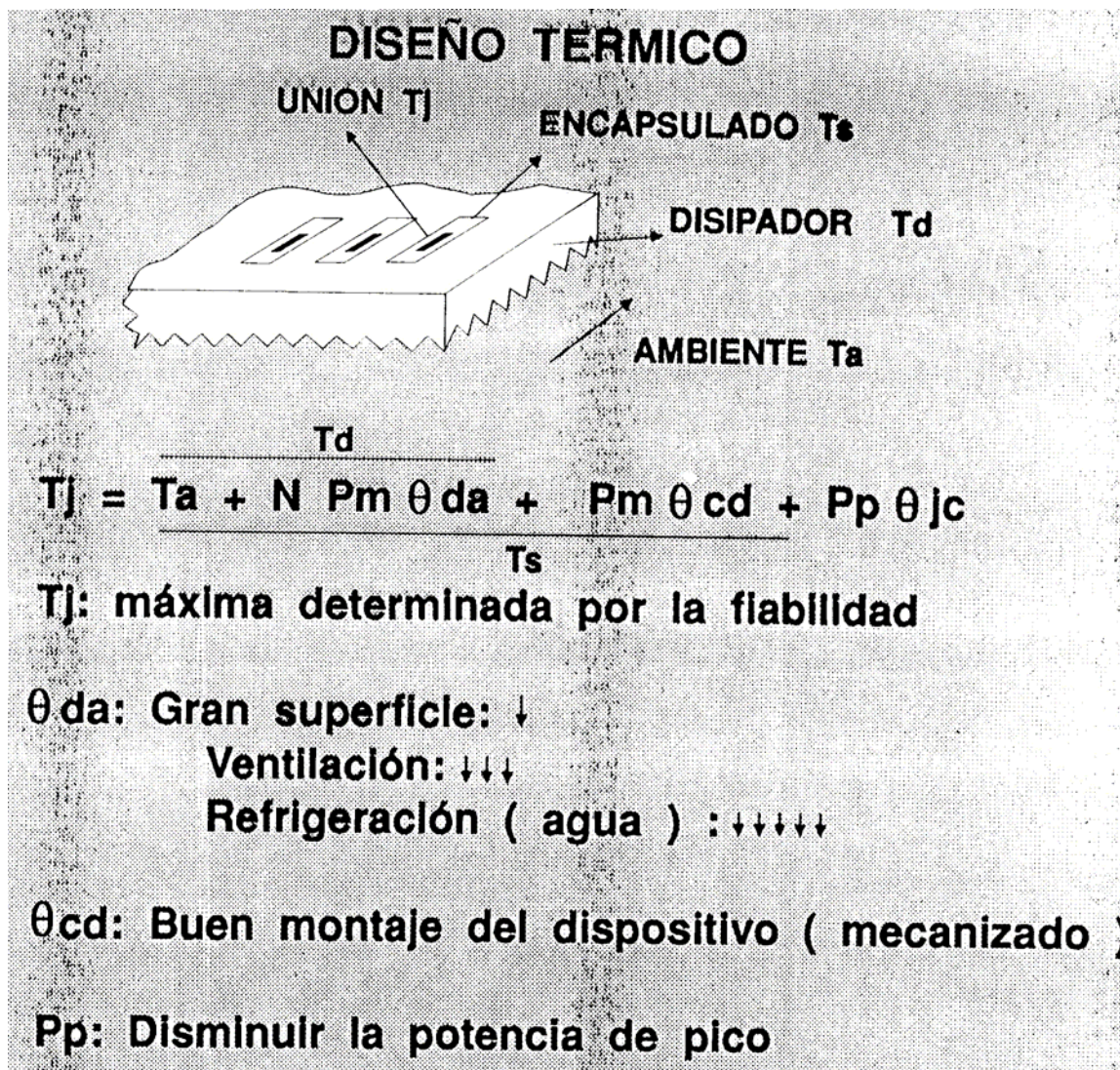
- Normalmente los dispositivos se colocan sobre superficies de un metal que sea buen conductor térmico (alta conductividad térmica), de forma que el calor generado sea más fácilmente disipable por una superficie mayor y, por tanto, más fácilmente ventilable por convección o por aire forzado (ventiladores).
- De este modo cobra especial importancia lo pulidas que estén las superficies de contacto (Roughness o Rugosidad), y el método con el que fijemos ambos elementos: habitualmente se usan tornillos con elementos de bloqueo (arandelas) o se sueldan ambos elementos, dispositivo y disipador, con un elemento aportado que funda a baja Temperatura (p. ej. el Indio), para no dañar el elemento activo durante el proceso de montaje.

El objetivo final es conseguir bajas Resistencias Térmicas ( $R_{th}$  o  $\theta$ ) en las uniones entre los distintos materiales presentes, de forma que la transición desde la unión hasta el aire sea lo más directa posible. Lo vemos en la figura que viene a continuación, donde un conjunto de N dispositivos se ensamblan en un soporte común.

Esta situación se da mucho en la realidad, con lo que deberemos tener en cuenta a los N dispositivos para diseñar el disipador (evidente) y, además, tener en cuenta los gradientes de Temperatura que se crearán si no todos los dispositivos disipan por igual: podría dar lugar a puntos especialmente calientes que dieran al traste con algún dispositivo o componente.

No debemos olvidar tampoco que muchas veces el soporte metálico se usa como elemento puramente mecánico para dar rigidez al circuito con componente y poder ensamblarlo con comodidad en el conjunto del equipo o sistema.





Fuente: Curso sobre SUBSISTEMAS Y CIRCUITOS DE RADIOFRECUENCIA. Felix Pérez y Javier Gismero. G.M.R. UPM.

La Resistencia Térmica tendrá unidades de °C/vatio de forma que para una potencia dada significará un mayor o menor incremento de Temperatura de la Unión. Son datos que me deberá dar el fabricante del dispositivo en lo que concierne al interior y que deberá minimizar el usuario en su entorno de aplicación.

Tal y como observamos en la figura el parámetro a controlar es la Temperatura de la Unión Semiconductora en el interior del dispositivo, que caso de ser superada provocará una reducción de la propiedad conocida como MTBF (Mean Time Between Failures) o tiempo medio entre fallos. Es el valor que, dado en horas, caracteriza la **FIABILIDAD** de los diseños.

Lo vemos en la figura siguiente.



## FIABILIDAD

La probabilidad de " ~~MTBF~~ **Muerte del dispositivo** " viene dada por:

$$R = e^{\frac{-t}{MTBF}}$$

**MTBF: tiempo medio entre fallos**

El MTBF depende de muchos parámetros ( física del dispositivo, régimen de trabajo, etc. ) pero sobre todo de la temperatura de unión  $T_j$  , único que puede controlar el diseñador.

$T_j$		MTBF
< 130°	Excelente	100.000 horas
150°	Bueno	
180°	Regular	10.000 horas
> 200°	Malo	1.000 horas
> 250°	" Muerte del dispositivo "	

Fuente: Curso sobre SUBSISTEMAS Y CIRCUITOS DE RADIOFRECUENCIA. Felix Pérez y Javier Gismero. G.M.R. UPM.

Es un parámetro que está cobrando especial importancia en estos días en los que la **CALIDAD** es la reivindicación de todos los fabricantes. La interpretación de la cifra de MTBF la vemos en el ejemplo siguiente.

**EJEMPLO 9:** Cálculo de MTBF y Probabilidad de muerte del dispositivo.

Para los productos electrónicos en general se admite que durante la vida útil del dispositivo la tasa de fallos (nº de fallos/ nº de equipos durante la vida útil) es constante. Bajo esta hipótesis podemos decir que la probabilidad de que el dispositivo trabaje durante un tiempo T sin fallos (vida útil) está dado por:

$$R(T) = \exp(-T/MTBF)$$

Para una vida útil de 5 años (43,800 horas) y una MTBF de 250,000 horas:

$$R = \exp(-43800/250000) = 0.839289$$

, que lo que quiere decir es que hay un 83.9% de probabilidad de que el dispositivo opere durante 5 años sin fallo, o, visto de otra forma, que el 83.9% de las unidades que vayamos a probar como muestra van a seguir trabajando a los 5 años.

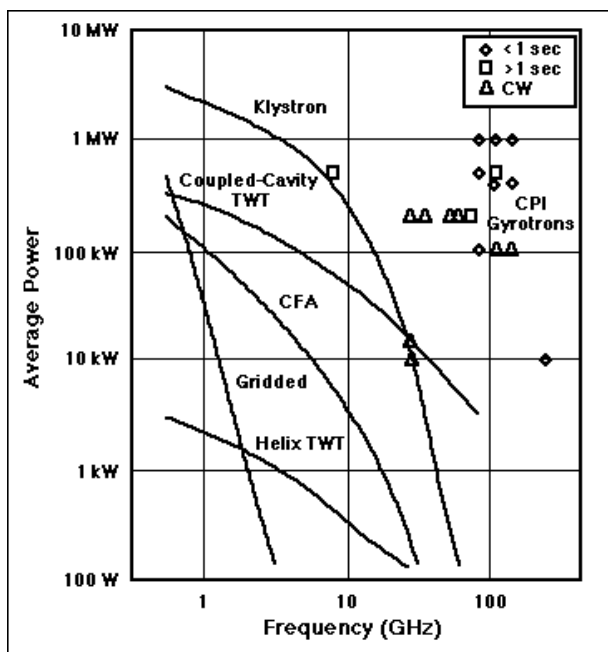
La cifra exacta de MTBF en horas la da el fabricante del dispositivo en base a Pruebas de Laboratorio, Datos Reales de Medida en Campo, o modelos predictivos basados en software.

A la luz de este ejemplo podemos entender mejor las características que hemos dado del amplificador distribuido anterior.

### 4.6 AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE MICROONDAS: KLYSTRON, TWT, GYROTRON

Tal y como hemos citado al inicio del capítulo, y se ve en la gráfica del apartado 4.1.6, una vez superados los 5GHz la cifra de la decena de vatios de potencia de señal, sólo se puede alcanzar hoy en día si utilizamos la tecnología de Tubos de Microondas. Es toda una parte de la asignatura que es prácticamente imposible de resumir en un solo apartado. Daremos por tanto los conceptos básicos de 3 tipos de Tubos: el KLYSTRON, el Tubo de Ondas Progresivas o TWT y el más moderno, el GYROTRON.

En las gráficas a continuación vemos que hay más tipos de dispositivos, con diferentes geometrías y estructuras internas, pero todos se basan en un principio de funcionamiento similar: la modulación o interacción entre la energía RF y un haz de electrones en el interior de un tubo de vacío de cristal o metálico.



Fuente: <http://www.cpii.com/>

De hecho el esquema básico sería el mismo que el de los tubos de vacío de baja frecuencia, los TRIODOS: un cátodo emisor de electrones, una rejilla reguladora y un ánodo colector. La ganancia del amplificador construido se produce por una modulación de la corriente de ánodo gobernada por la tensión de control aplicada a la rejilla.

Estos dispositivos no funcionan en alta frecuencia por dos razones: una, que su construcción hace que las capacidades entre electrodos y las inductancias propias sean grandes y, por tanto la respuesta en frecuencia está limitada; y la otra, que el tiempo de tránsito entre electrodos ( espacio entre electrodos / velocidad del haz) empieza a ser similar al periodo de la señal, con lo que no se da la hipótesis de que la relación entre variaciones de corriente y variaciones de tensión en el ánodo estén 180° desfasados, con lo que el fenómeno de amplificación se degrada.

Para hacernos una idea, supongamos un diodo de placas en el vacío, de forma que el tiempo de transición entre las mismas se puede poner como:

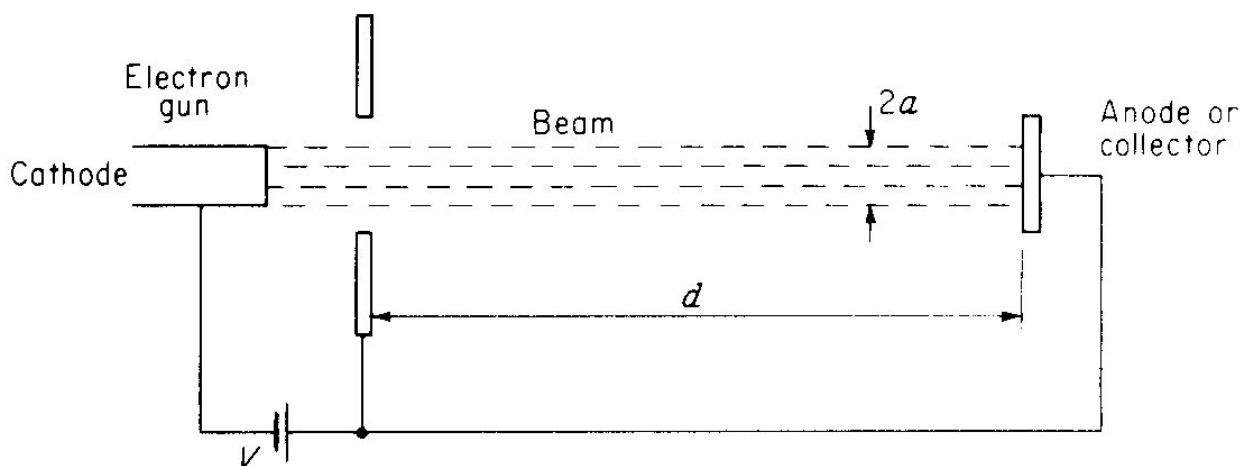
$$\tau_A = \frac{3a}{\left[ -\frac{2e}{m} \cdot V_A \right]^{\frac{1}{2}}}$$

Para una distancia entre placas (“a”) de 0,6cm., y un voltaje entre electrodos de 300V, con la carga y masa del electrón conocidas  $\rightarrow$  el tiempo de tránsito es  $\tau_A = 1,8 \times 10^{-9}$  segundos. Esto supone, para un frecuencia de 100MHz  $\rightarrow 1,8 \cdot 10^{-9} * 1 \cdot 10^{+8} = 0,18 \rightarrow 0,18 \times 2\pi = 1,13$  radianes de desfase  $\rightarrow$  las condiciones de trabajo del tríodo (desfase cero) se ven seriamente afectadas.

Para poder trabajar en alta frecuencia, rebajaremos el tiempo de tránsito  $\rightarrow$  hay dos opciones: reducir las distancias interelectródicas o aumentar el voltaje aplicado al ánodo. Pero en todo caso habrá un límite, puesto que al reducir las distancias disminuirá la capacidad de manejar potencia. Por eso, lo que se hace en los tubos de alta frecuencia es aprovechar que existe el tiempo de tránsito y que este es del orden del periodo de la señal que queremos amplificar, para transferir la variación de la señal a la velocidad del haz electrónico: será una modulación de velocidad. Necesitaremos primero generar un haz electrónico.

La generación del haz se basa en el efecto termoiónico que se produce en los cátodos (electrodos negativos) calentados a temperaturas altas; se produce gran agitación térmica y una vez aportada la energía suficiente (alto voltaje, baja corriente) se produce la emisión de gran cantidad de electrones, formando una nube electrónica que se puede confinar, acelerar, dirigir, modular, por medio de campos eléctricos y/o magnéticos orientados adecuadamente, y un ánodo que hace de colector del haz.

Al conjunto de *cátodo + ánodo de enfocado + electrodo de modulación* se le denomina como *cañón de electrones* (ver figura). La interacción entre haz de electrones y campo electromagnético de RF es lo que hace que estos dispositivos funcionen como amplificadores.



Fuente: Physique Appliquée aux Industries du Vide et de l'électronique. Tome II. G.A. Boutry. Ed. Masson & cie.

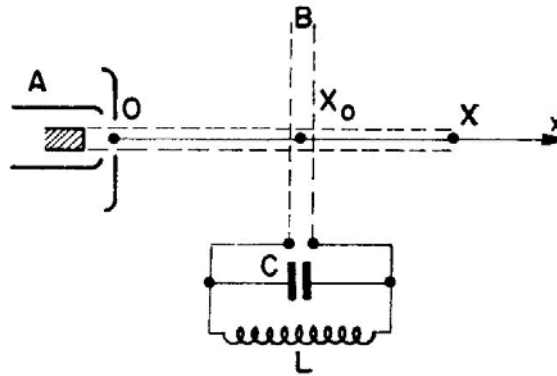
A partir de ese conjunto básico la división principal se produce en la geometría de la estructura que hace que:

- a) el haz de electrones sea paralelo al campo electromagnético  $\rightarrow$  Tubos de tipo “O” o de Haz Lineal
- b) el campo acelerador es perpendicular al haz de electrones acelerado  $\rightarrow$  Tubos de tipo “M” o de “Crossed-Field”.

Y colocamos en el camino del haz los electrodos para afectar al haz y modular su velocidad.

### 4.6.1 Tubos de Haz lineal: El Klistrón o Klystron

Los sucesivos electrodos con señal RF o cavidades resonantes con un modo RF en resonancia, hace que el haz de electrones acelere y desacelere al ritmo de ese campo, generando el fenómeno de “bunching” o agrupamiento, racimo o pulso de electrones. Ese agrupamiento es lo que produce una densidad electrónica mayor y está en la raíz de la comprensión del efecto amplificador. El esquema básico para entender y analizar el efecto Klystron sería:



Fuente: Physique Appliquée aux Industries du Vide et de l'électronique. Tome II. G.A. Boutry. Ed. Masson & cie.

Suponemos que la velocidad del haz en su recorrido hasta los electrodos en B es constante y que llega así a los electrodos, con una distancia  $\Delta x$  entre placas despreciable respecto a la longitud de onda de la señal RF resonante en el circuito tanque  $\rightarrow$  el tiempo de tránsito será despreciable respecto al periodo de la señal  $\rightarrow$  esto implicará que la amplitud de la señal RF del resonador hará variar periódicamente la velocidad del haz, acelerando cuando la placa de la derecha tenga polaridad positiva respecto a la de la izquierda y decelerando en el siguiente semiperiodo.

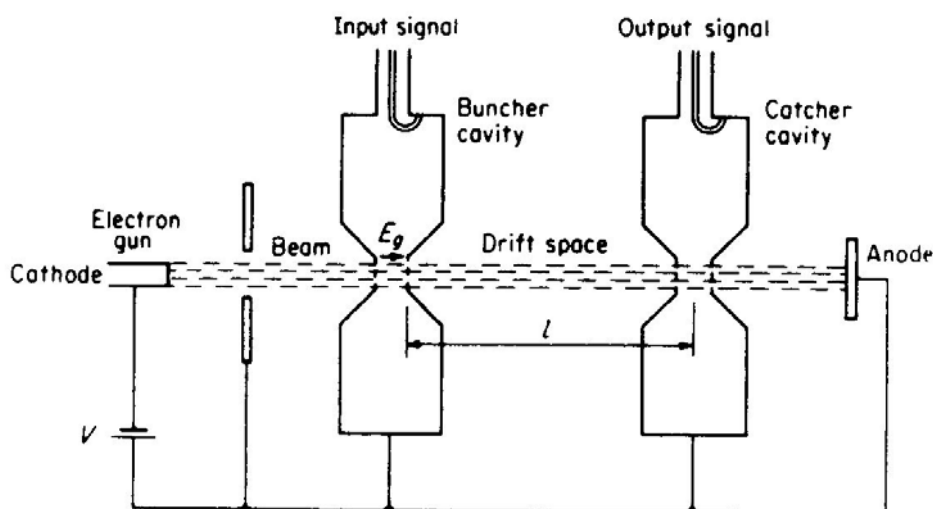
Por lo tanto, es intuitivo entender que si consideramos una longitud  $l$  desde  $X_0$  a  $X$ , electrones que pasen en instantes sucesivos por las placas en  $X_0$  llegarán a  $X$  en grupos o paquetes (“bunching”) puesto *que los más rápidos habrán alcanzado a los más lentos*. Este fenómeno se verá compensado por una aparición de vacíos de densidad de electrones a continuación. Esto que se entiende cualitativamente, se puede demostrar analíticamente. Lo podemos encontrar en las ref. [4.2] y [4.5].

En la dirección <http://www.cpii.com> podemos encontrar esta figura con animación, donde observaremos cómo la presencia de un modo resonante en la cavidad, en forma de campo eléctrico variable con el tiempo, hace que el haz de electrones se vea alternativamente acelerado y decelerado al pasar por la cavidad de forma que la nube electrónica se agrupa y viaja en racimos hacia el colector.

Habrà además, una longitud  $l$  óptima que haga que la diferencia entre la máxima densidad y la mínima del haz pulsado en  $X$  sea, precisamente, máxima. Parece claro que lo que haremos, de alguna forma, es extraer esa información proporcional, amplificada, de la señal de origen: utilizaremos para ello otro circuito resonante, colocado en la distancia óptima.

Este es el principio de construcción de un Klystron, teniendo en cuenta que los circuitos resonantes se sustituyen por cavidades resonantes, dada la frecuencia de trabajo y las potencias involucradas.

Lo vemos en la figura:



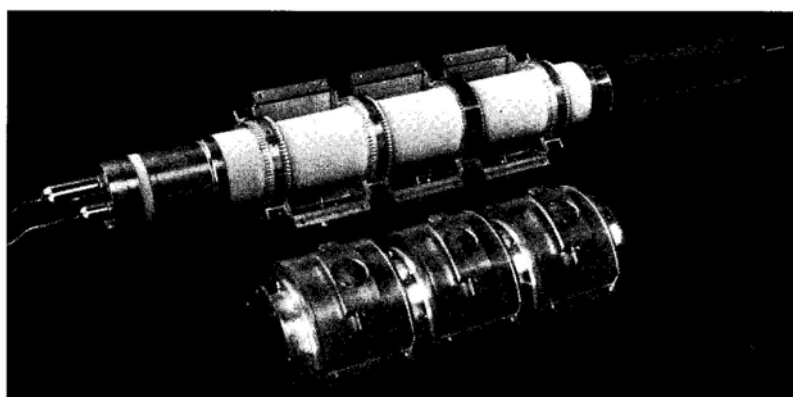
Fuente: Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience

Vemos que la cavidad encargada de recoger la señal amplificada se denomina como la cavidad de “catch” o captura y la longitud donde se produce la óptima amplificación se conoce como espacio de deriva. Tanto la entrada de señal como la salida se pueden hacer con sondas o ventanas radiantes en las cavidades.

El siguiente paso, si queremos mayor ganancia en la amplificación, será usar mayor número de cavidades → es el Klystron de cavidades múltiples, en el que las cavidades intermedias aumentan el efecto de “bunching” debido a la propia polarización contraria que se produce en la entrada y en la salida de las cavidades. Ello hace que el agrupamiento del racimo sea aún mayor y mejor la relación con el vacío posterior de densidad de electrones. Con lo que se comprende la mayor G.

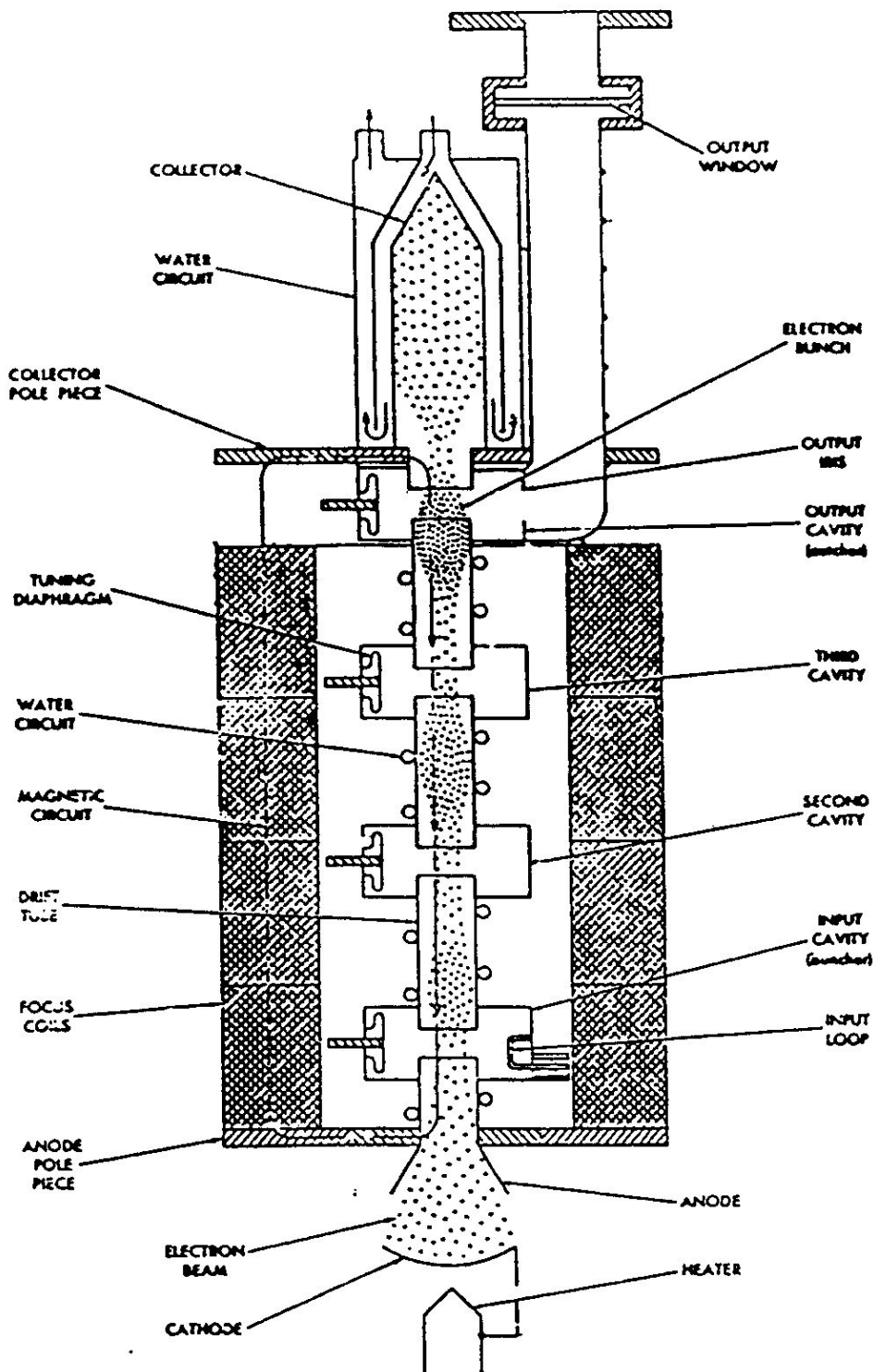
Por el contrario debemos contar con una mayor dificultad para que no se produzcan dispersiones en el haz, debido al aumento de la longitud total. Para evitar esto se añade en estos casos un circuito magnético externo que ayuda a mantener enfocado el haz. También, si desintonizamos ligeramente las cavidades conseguiremos ancho de banda mayor a costa de pérdida de potencia.

Vemos un Klystron de 3 cavidades real, que funciona en 900MHz, y que presenta los resonadores en el exterior en cavidades metálicas.



Fuente: Physique Appliquée aux Industries du Vide et de l'électronique. Tome II. G.A. Boutry. Ed. Masson & cie.

Visto una sección de este tipo de Klystron sería algo así:



Fuente: Notas de Clase de CIRCUITOS DE ALTA FRECUENCIA de la ETSIT de Bilbao-UPV.

Vemos, simplídicamente por supuesto, cómo las cavidades intermedias ayudan a acentuar el efecto de empaquetado y por tanto aumentan la ganancia. También se esquematiza el circuito de refrigeración en base a agua y como se realiza la transición a guía de onda en la salida de potencia. Aquí es donde, seguramente, irá un aislador antes de llegar a la antena.

Pongamos unos números típicos al Klystron y veamos un dispositivo comercial moderno.



Con 2 cavidades conseguimos ganancias de 20dB, mientras que con 5 podemos llegar a 90dB. En el uso de cavidades resonantes reside el principal inconveniente del klistrón, su reducido ancho de banda: es un amplificador de banda estrecha → 0,5, 1%. Por el contrario, esa propiedad explica la gran ganancia alcanzable y la capacidad de potencias de pico en el rango de 1 Megavatio o de la centena de Kilovatios en CW.

La eficiencia de conversión de potencia: potencia RF salida / potencia DC alimentación es del orden de 30 a 50%.

Veamos un componente comercial para la banda Ka.

## VKA-7932 Series Klystron



CPI Microwave Power Products' (MPP) Klystrons were the first to be used in both commercial and military satellite communications uplinks and are now the worldwide standards for this class of operation covering G-band, X-band and Ku-band frequencies. In 1977, MPP introduced high performance Ka-band amplifiers for earth-satellite communications. These products, based on high reliability military products, are now available for long-life high-performance commercial applications. MPP offers a wide variety of Ka-band products, at power levels ranging from 250 watts to 1 MW continuous wave.

*Typical Operating Parameters*

Power Output	1000	Watts (min)
Beam Voltage	11	kV (max)
Beam Current	1.05	A (max)
Frequency	27 to 35	GHz
1dB Bandwidth	100	MHz (min)
Saturated Gain	45	dB (min)
Cooling Method	Liquid	
Coolant Flow Rate	8	gpm (min)
Pressure Drop	50	psig (max)
Total Weight	35	lbs (max)
Size	9.2 x 7.5 dia.	Inches (max)

*Outline*

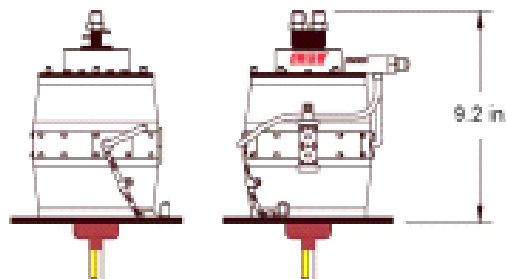


Photo by Geoff Russell

*Features*

- High Power
- Low Operating Voltage
- 100+ MHz Instantaneous Bandwidth
- Liquid Cooled for Increased Thermal Stability
- Rare-Earth Permanent Magnet Focusing

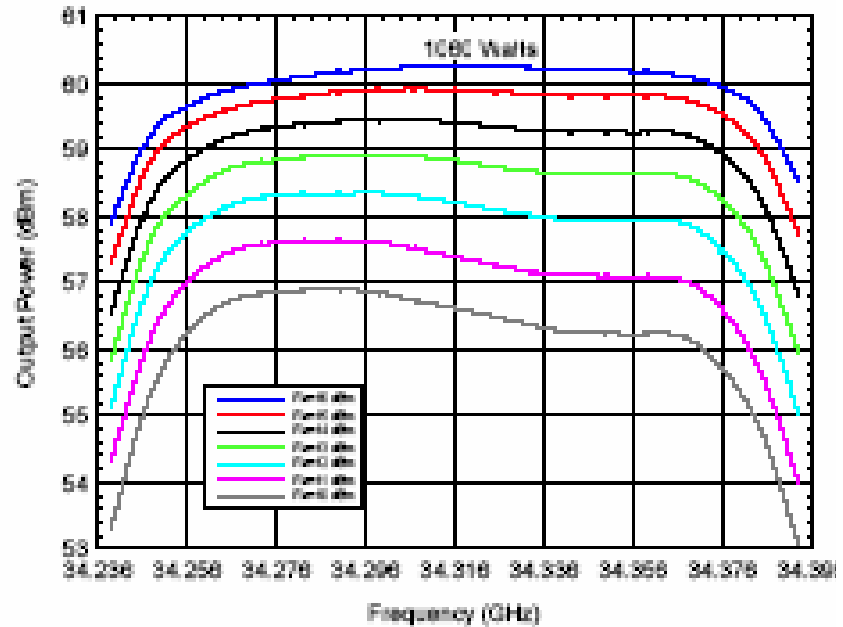
For additional information on Ka-band, other CPI/MPP products or a copy of our catalog-on-disk contact:

CPI/Microwave Products Division, 811 Hansen Way, Palo Alto, CA 94303-0750  
 Telephone: 650-846-3900, Fax: 650-856-0705, Email: marketing@cpim.com

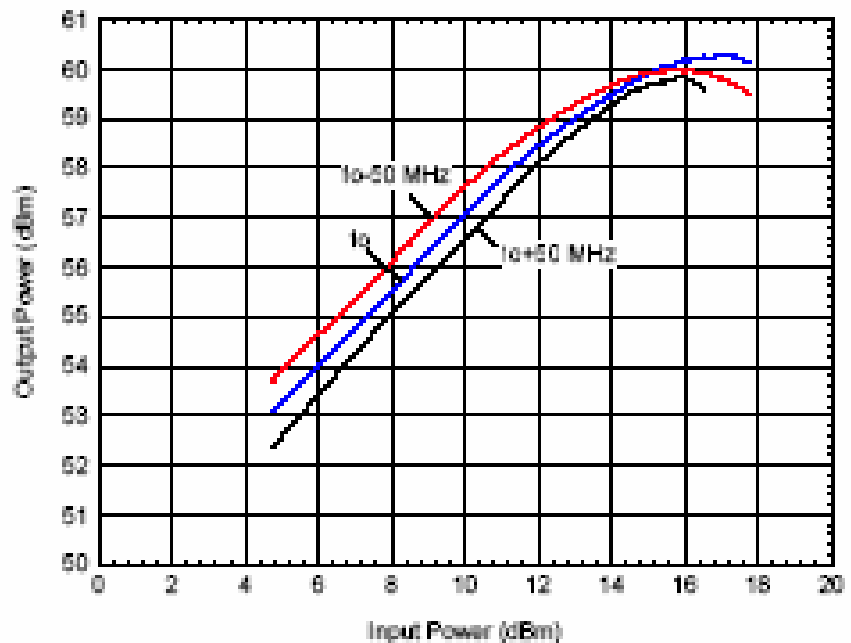
### Typical Performance Characteristics

Measured data for the VKA-7032A serial number 101.  
Operating voltage is 10.3 kV, current 840 mA.

#### Frequency Response



#### Transfer Curve



Fuente: [www.cpii.com/mpp/](http://www.cpii.com/mpp/)

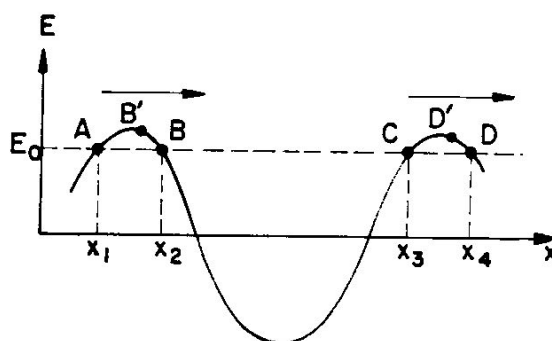
#### 4.6.2 Tubos de Haz lineal: el TWT o Tubo de Ondas Progresivas tipo O

Este tubo viene a soslayar la principal limitación del klistrón, el pequeño ancho de banda. Hay sistemas, como la difusión vía satélite que necesita de amplificadores en el rango de la decena-centena de vatios pero con un ancho de banda desde el 30 al 120%, de hecho la aplicación típica de los TWT está en los amplificadores embarcados en el satélite geostacionario.

Su principio de funcionamiento es similar en cuanto a que hay un cañón de electrones, pero se evita el uso de las cavidades resonantes y, en lugar de ello, lo que se busca es la interacción continua entre señal RF y haz, a través de una estructura de línea de transmisión que propague un modo con velocidad de fase baja, ondas progresivas denominadas lentas (slow-wave).

La idea cualitativa es que las velocidades de onda y haz electrónico sean aproximadamente iguales, de forma que el haz se vea afectado al máximo por la onda y viceversa  $\rightarrow$  podremos conseguir que el aumento de la energía cinética de los electrones del haz se transfiera a la componente axial del campo eléctrico RF, de forma que consigamos una amplificación real. Veamos, muy básicamente, cual es la explicación cualitativa del TWT.

Imaginemos la amplitud del campo eléctrico RF desplazándose en la dirección  $x$ , en un instante determinado  $t$ . Si suponemos que  $E_0$  es el campo acelerador constante y que las cuatro partículas (en realidad, electrones que van en el haz) van a la misma velocidad que la velocidad de fase de la onda, la posición de las partículas será relativamente la misma tras un tiempo, con lo que la interacción entre ambos fenómenos físicos puede ser máxima.



Fuente: Physique Appliquée aux Industries du Vide et de l'électronique. Tome II. G.A. Boutry. Ed. Masson & cie.

Si suponemos, por la razón que sea, que las partículas B y D se retrasan respecto a la onda  $\rightarrow$  en un instante  $t + \Delta t$  estarán en las posiciones B' y D'  $\rightarrow$  el campo aplicará una mayor energía a las mismas y tenderá a compensar el retraso. Si se adelantan, también el campo (menor) tenderá a compensar.

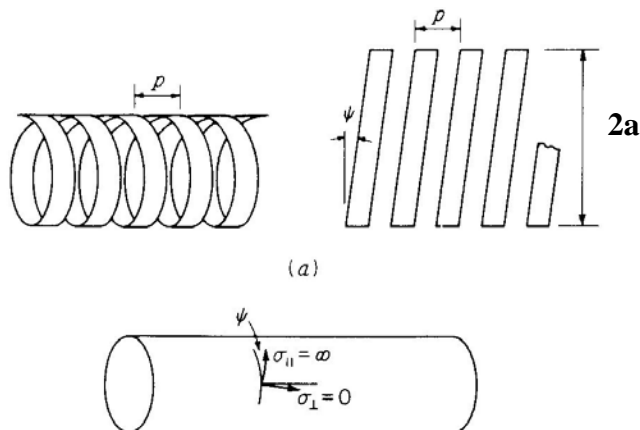
Si pensamos en las partículas A y C, veremos que, al contrario, el campo tiende a aumentar los retrasos o adelantos.

*Conclusión:* en un cierto margen de funcionamiento la aceleración del haz que produce el campo RF se puede mantener estable. Sin embargo habrá otra zona en la que las partículas se verán sometidas a un efecto de aceleración inestable, que tenderá a posicionarlas en la zona estable. Ya intuimos de nuevo que la presencia del campo RF, a condición de que vaya viajando a la misma velocidad que el haz, hará que aparezca un fenómeno de empaquetado o "bunching" en el haz.

Acabamos de describir el principio de funcionamiento de dos dispositivos que, en principio, sirven en dos campos de la ciencia completamente diferentes: el acelerador de partículas y el Tubo de Ondas Progresivas.

En este último caso, se trata de ver que el fenómeno se puede dar a la inversa: que la progresiva aceleración que se da en la zona estable, producirá un aumento de la señal que acompaña al haz → la amplificación. Para que este fenómeno se de, tenemos que utilizar una estructura guiada que tenga una velocidad de fase baja, para igualarse con la habitualmente baja velocidad a la que viaja el haz (sabemos que ésta es proporcional a la cantidad de energía aplicada)

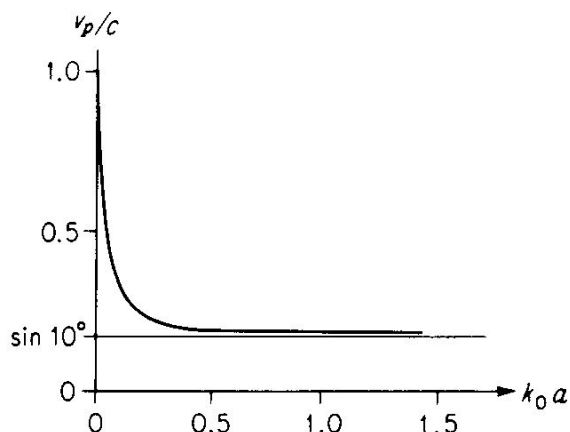
La estructura más utilizada es la llamada Hélice de Cinta, lo vemos en la figura:



Fuente: Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E, Collin. Wiley-Interscience

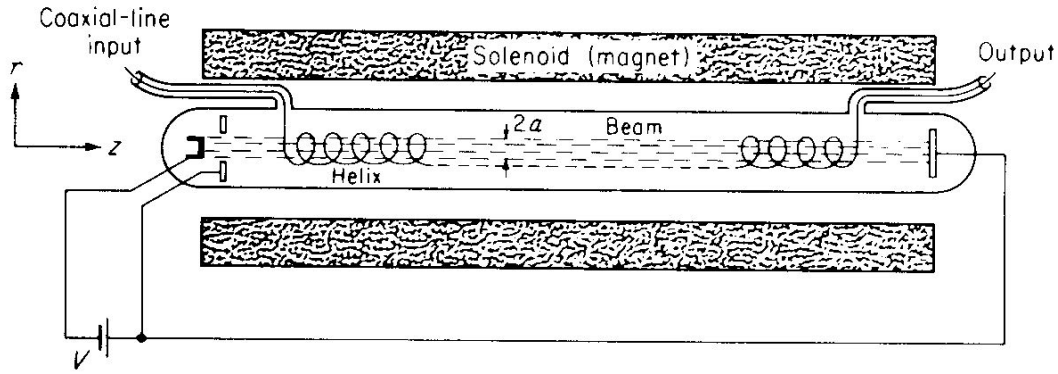
El estudio de esta estructura propagando una onda es muy complicado, pero se hace con la simplificación de reducir  $p$  hasta cero y suponer que la hélice es una cubierta continua, con conductividad infinita en el sentido de la cinta y 0 en la dirección perpendicular. El estudio completo lo podemos encontrar en el capítulo 8 de [4.2]. Lo que nos importa a nosotros es la conclusión → la velocidad de fase de la onda que propaga esta estructura es:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{k_0}{\beta} c = c \sin \psi$$



Fuente: Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E, Collin. Wiley-Interscience

Por tanto controlando el ángulo de enrollado y haciendo que  $k_0*a > 0.25$ , la velocidad de la onda será aproximadamente constante (ver la gráfica para el caso de  $\psi = 10^\circ$ ) y la podremos hacer igual a la del haz. Ya podemos presentar cómo será un TWT lineal: una estructura de línea de tipo helicoidal, en el interior de la cuál va confinado el haz electrónico generado por el cañón. El imán externo genera el campo magnético suficiente para que el haz se concentre en el interior de la hélice. La entrada y salida del campo RF puede ser por línea coaxial, como en este caso, o por guía de onda.



Fuente: Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E, Collin. Wiley-Interscience

Una vez conocida la estructura típica, vemos que el análisis se realiza estudiando la propagación en el interior y en el exterior de la hélice y su interacción con el haz de electrones → en [4.2], apartado 9.10, podemos encontrar las soluciones completas para las componentes de los modos TE y TM, tanto en el interior como en el exterior de la hélice, y que satisfacen las condiciones de contorno en  $r = a$ , de anulación de las componentes tangenciales del campo eléctrico en la dirección de la hélice y continuidad de los campos eléctricos perpendiculares a la cinta y también de los campos magnéticos tangenciales.

No nos podemos permitir el repasar el estudio completo (complejo de verdad), por lo que nos limitamos a visualizar las soluciones para las constantes de propagación, que se extraen de una ecuación de 6º orden en  $\beta$ , por lo que habrá 6 soluciones, aunque dos de ellas no serán validas como ondas en propagación. Simplemente anotamos la ecuación de la constante y las soluciones.

$$\left[ 1 - \left( \frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \left( \frac{\beta_0}{\beta_0 - \beta} \right)^2 \right]^{1/2} = 2 \frac{h^2}{k_0^2} \tan^2 \psi - 1$$

, donde  $h^2 = \beta^2 - k_0^2$

$$j\beta_1 = j\beta_0 \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_p}{\omega} \right)^{2/3} \right]$$

$$j\beta_2 = j\beta_0 \left[ 1 + \frac{1}{4} \left( \frac{\omega_p}{\omega} \right)^{2/3} (1 - j\sqrt{3}) \right]$$

$$j\beta_3 = j\beta_0 \left[ 1 + \frac{1}{4} \left( \frac{\omega_p}{\omega} \right)^{2/3} (1 + j\sqrt{3}) \right]$$

Vemos que tenemos tres constantes diferentes, que corresponden a las tres ondas superpuestas que se propagan hacia la salida en paralelo con el haz. Además tendremos una onda regresiva que se puede demostrar que tendrá una constante de fase:

$$j\beta_4 = -j\beta_0$$

Antes hemos visto que:

$\beta_0 = K_0 \cdot \text{csc } \psi$ , teniendo en cuenta que hemos dicho que la velocidad de fase de propagación en la hélice sin el haz, es elegida precisamente igual a la velocidad del haz.

Y por tanto las constantes anteriores nos relacionan la propagación RF con las ondas de espacio-carga en el haz → demuestran la interacción entre campos RF y haz electrónico. Estas ondas espacio-carga es la denominación que recibe el desplazamiento en forma de paquetes del haz electrónico a lo largo del TWT.

El otro parámetro relacionado con el haz es  $\omega_p$ , que será la denominada frecuencia de plasma, o la frecuencia natural de oscilación de los electrones en un haz infinito, con una expresión:

$$\omega_p = (e\rho_0/m\epsilon_0)^{1/2}$$

, función de la carga, densidad de carga y masa del electrón. Los valores usuales en los haces de los tubos de microondas son del orden de  $10^7$  a  $10^9$  (<< que las frecuencias de microondas, por tanto).

Una vez vistas las expresiones, vamos a interpretarlas:

- La 1ª solución corresponde a una onda con una velocidad de fase ligeramente superior a la velocidad del haz y sin aparente atenuación.
- La 2ª y 3ª soluciones tienen velocidades de fase ligeramente inferiores a la del haz, pero además, la 2ª tiene un factor de atenuación (parte real positiva) y la 3ª un factor de crecimiento! (parte real negativa), con un valor de,

$$\alpha_g = \beta_0 \frac{\sqrt{3}}{4} \left( \frac{\omega_p}{\omega} \right)^{2/3}$$

Por tanto, vemos que si las tres ondas están presentes en la entrada, sólo la 3ª predominará en la salida. Respecto a la onda regresiva, si se quieren evitar oscilaciones dentro del TWT, se suele integrar un atenuador para esa onda, a veces en forma de aislador de ferrita.

Si nos centramos en las tres ondas que progresan y suponemos que en origen las tres ondas tienen las mismas amplitudes (no hay razón para que no la tengan). Por tanto podemos decir que la ganancia del tubo será:

$$\frac{E_0}{E_i} = \frac{1}{3} e^{\alpha_g l}$$

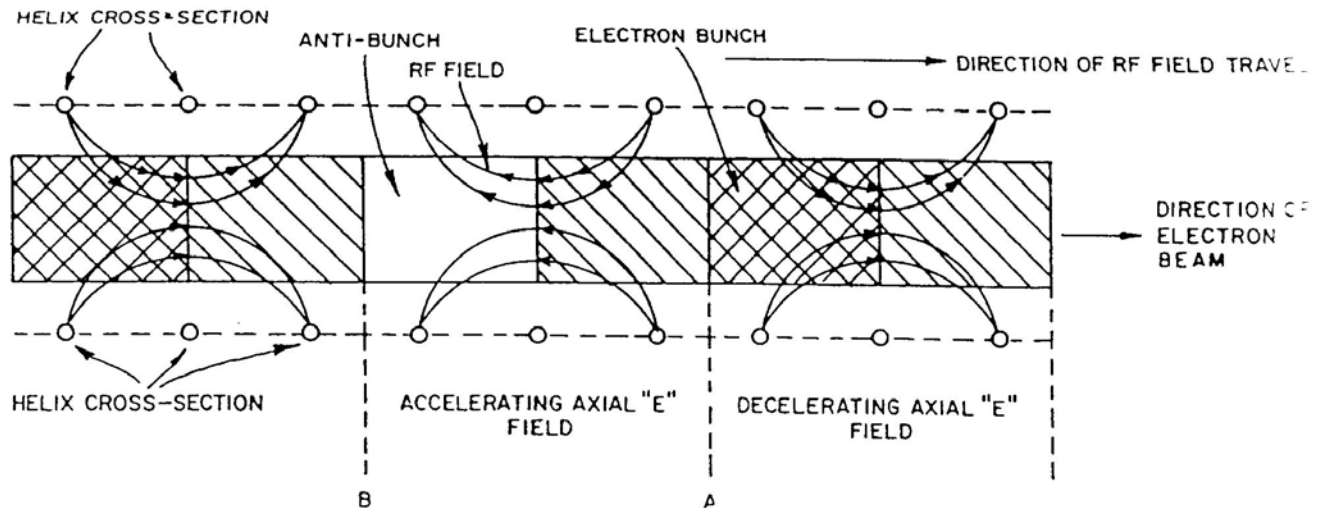
Y si lo ponemos en dB:

$$\begin{aligned} A &= 20 \log 0.333 + 20 \alpha_g l \log e \\ &= -9.54 + 3.75 \beta_0 l \left( \frac{\omega_p}{\omega} \right)^{2/3} \end{aligned}$$

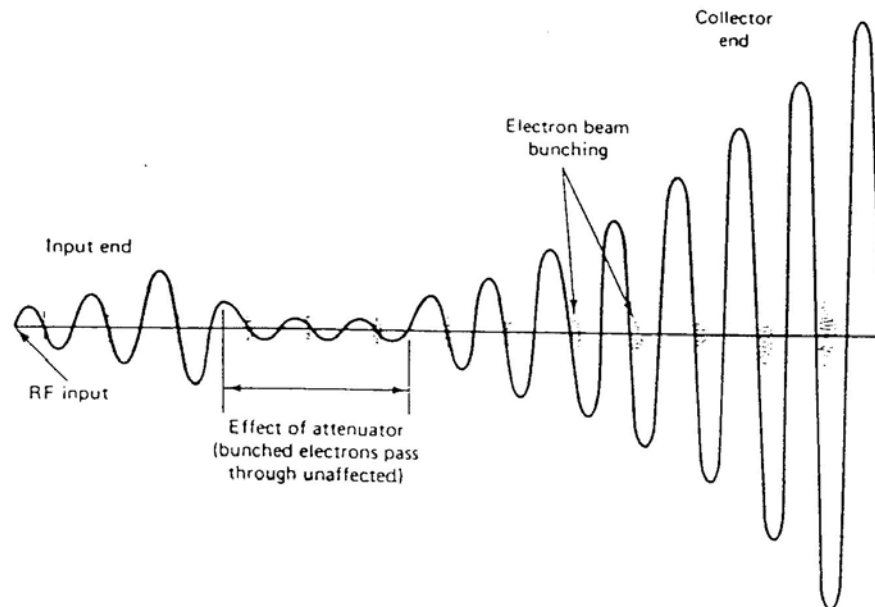
Podemos hacer una interpretación física de lo que supone esta onda creciente a lo largo de la longitud del tubo → la energía que irá acumulando esta onda espacio-carga será de signo negativo, lo que significa que transferirá energía a la onda electromagnética, produciéndose la ganancia entrada – salida.

Otra posible interpretación cualitativa, puede ser visualizar el TWT como una serie de cavidades múltiples acopladas por un pequeño gap, de forma que funciona como un Klystron de cavidades múltiples. A esto correspondería las siguientes gráficas, en las que se visualiza de forma sencilla la interacción entre onda electromagnética y onda espacio-carga.





(a)

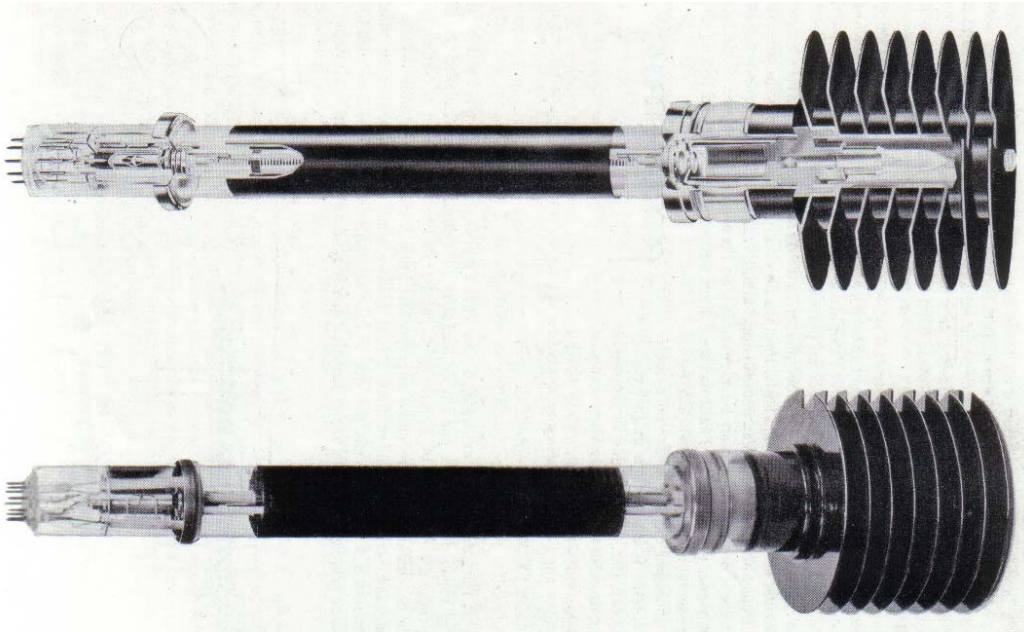


Fuente: Notas de Clase de CIRCUITOS DE ALTA FRECUENCIA de la ETSIT de Bilabao-UPV.

Pongamos ahora unos números típicos, correspondientes al TWT esbozado en la figura siguiente, refrigerado por aire y donde no aparecen las partes externas de acoplo de la señal RF:

Longitud total de 30cm, tensión de aceleración 1100 voltios, intensidad del haz de 50mA, anchura de banda de 4,4 a 5GHz (13%) para 30dB de ganancia y la potencia de salida 2 vatios. Para enfocar el haz es necesario un campo magnético de 600Oe.

Para terminar, tal y como hemos visto en la gráfica inicial del apartado, la combinación del TWT de banda ancha con las cavidades resonantes (TWT de cavidades acopladas) da lugar a dispositivos más potentes, que llegan al rango de los Kilovatios pero a costa de un ancho de banda menor.



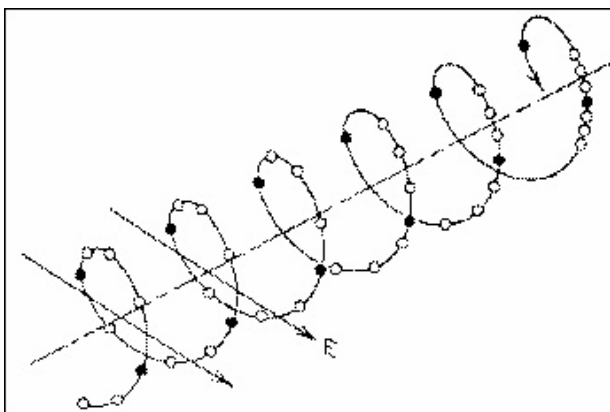
Fuente: Physique Appliquée aux Industries du Vide et de l'électronique. Tome II. G.A. Boutry. Ed. Masson & cie.

### 4.6.3 Tubos Crossed-Field: el Girotrón

En los tubos anteriores la necesidad de usar una onda denominada como lenta (slow-wave) y el tipo de interacción que se da entre haz y campo electromagnético hace que las dimensiones tengan que ser del orden de la longitud de onda de la frecuencia de trabajo y además haz y estructura guiada deben estar muy cerca entre sí, para evitar la atenuación exponencial de los campos.

Pues bien, a medida que subimos la frecuencia, de nuevo – como pasaba con el tríodo - estas estructuras tienen dificultades de construcción para manejar potencias elevadas, por lo que se impone un cambio de dispositivo. Tal y como vemos en la gráfica resumen del inicio del apartado, este terreno de las frecuencias milimétricas entre 100 y 300GHz pertenece a los Gyrotrones.

El truco está en el uso de modos de propagación superiores, de forma que las dimensiones puedan ser mucho mayores que la longitud de onda de la frecuencia de trabajo. Por falta de tiempo, vamos a dar una explicación meramente cualitativa del funcionamiento del dispositivo. La idea inicial es que el haz de electrones, sometido a un campo magnético intenso axial, seguirá una trayectoria como la de la figura, de tipo helicoidal mientras progresa.

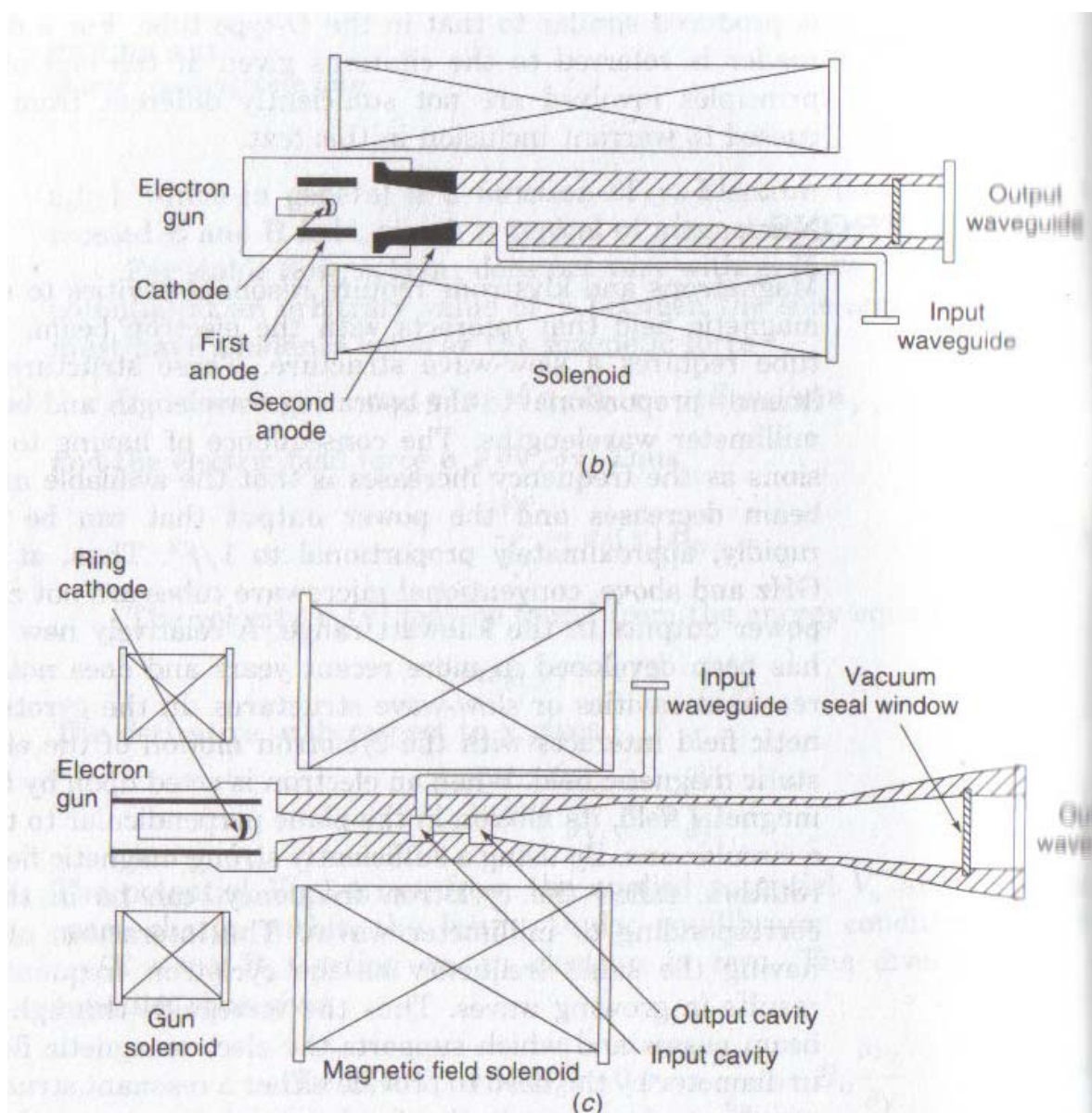


Fuente: <http://www.cpii.com/mpp>

La frecuencia de rotación del haz, producida por el campo magnético DC, recibe el nombre de *frecuencia ciclotrón* y con la adecuada magnitud de Campo DC puede entrar en el rango de los GHz, con lo que la interacción entre campo y haz se vuelve máxima. Este fenómeno recuerda al causado por el campo magnético en la propagación de los modos del circulator a ferrita.

Para interactuar con el campo eléctrico, en este caso aplicaremos un campo perpendicular, de ahí la denominación de *campo cruzado* para el tipo de dispositivo. Vemos en la figura anterior que la presencia del campo RF hace que, de nuevo, se produzca el fenómeno de agrupamiento, aunque en este caso es un agrupamiento azimutal. El resultado final es la aparición de una onda creciente en el sentido de la propagación, de modo que se produce la amplificación.

Vemos en la figura el diagrama básico de dos tipos de amplificador basado en el girotrón.



Fuente: Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience

El primero recibe el nombre de amplificador gyro-TWT y el segundo de amplificador gyroklystron. Lo apropiado de los nombres es evidente a la vista de las figuras.

Simplemente dar unas aplicaciones típicas de estos dispositivos, extraídas de <http://www.cpii.com/>

Advancements in gyrotron capabilities have been driven, primarily, by the plasma heating demands of magnetic fusion energy research. Megawatts of microwave power are used to raise the temperature of hydrogen plasmas to the point at which the hydrogen ions fuse, releasing energy in the process.

In high energy particle accelerators, klystrons are typically used to push particles to higher and higher energies. The higher electric fields accessible by gyrotrons, however, have the potential to reduce the required length of a given accelerator by as much as a factor of ten.

Applications that require high frequencies and power levels (such as industrial heating and curing, or high-resolution radar), may also benefit from the gyrotron's capabilities.

**EJEMPLO de gyrotron de la casa CPI:**

Historical Background

Since 1977, the CPI MPP has delivered over 130 gyrotrons and constructed more than 16 experimental vehicles, ranging in frequency from 8 GHz to 250 GHz at power levels to 1 MW pulsed and 200 kW continuous wave (CW).

In 1975, CPI MPP was chosen by the Oak Ridge National Laboratory to study devices capable of producing hundreds of kilowatts of CW power output at frequencies in the 100 GHz range. The study resulted in the award of a contract to CPI MPP for the production of a 200 kW CW gyrotron at 28 GHz. Since the completion of the program in 1980, gyrotron oscillators, both pulsed and CW, have been designed, developed, and shipped at 12 other frequencies. Currently, a 1 megawatt CW gyrotron at 110 GHz is being developed for (and funded by) the Department of Energy.

In addition to the production of gyrotron oscillators, research and development efforts are underway on amplifiers using the cyclotron resonance principle. These devices, called gyroklystrons or gyro-TWTs (depending on the type of beam-to-rf interaction utilized), offer the possibility of providing the high power required for coherent radar and communication applications at millimeter-wave frequencies.

In May, 2000, CPI MPP's VGB-8194 gyroklystron demonstrated the ability to produce 100 kW peak power (10 kW average) with a bandwidth of 700 MHz at a frequency of 94 GHz. The same device was also operated at 1.05 GHz bandwidth at 40 kW peak power (4 kW average). Development of the VGB-8194 was funded by the Naval Research Laboratory. (For a photo, visit the gyrotron photo gallery.)

CPI MPP's years of experience in the development of gyro devices have provided us with the tools necessary to manufacture existing designs as well as to advance the state of the art. These resources include the computer codes used to generate new designs and analyze results, the cold-test facilities required to develop the rf circuits, and the fabrication and test facilities needed to manufacture and validate high power gyro devices. Most importantly, CPI MPP has personnel with the skills and experience to ensure that every stage of the process, from design to installation, is performed efficiently and effectively.

**Gyrotron Amplifiers**

Model Number	Frequency Range (GHz)	3-dB Bandwidth (MHz)	Beam Voltage (Kilovolts)	Beam Current (Amps)	Peak Power Output (Kilowatts)	Average Power Output (Kilowatts)
VGB-8194	94.0	700	65	6	100	10

The 94 GHz gyrokystron shown here was the prototype for the VGB-8194 device that yielded 100 kW peak power (10 kW average) with a bandwidth of 700 MHz and also achieved a bandwidth of 1.05 GHz at 40kW peak (4kW average) power. While the superconducting magnet shown here employs a standard "wet" cryogenic design, subsequent systems for this NRL-sponsored program have employed cryogen-free technology similar to that shown above for the 95 GHz system.



Fuente: <http://www.cpii.com/mpp/>

## 4.7 BIBLIOGRAFIA Y ENLACES

Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc	[4.1]
Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience	[4.2]
Microwave Solid State Design. Second Edition. Inder Bahl and Prakash Bhartia. Ed. Wiley-Interscience.	[4.3]
Microwave Solid-State Circuits and Applications. Kai Chang. Wiley-Interscience	[4.4]
Physique Appliquée aux Industries du Vide et de l'Electronique Tome II. G.A. Boutry. Masson & Cie.	[4.5]
<a href="http://www-us16.semiconductors.com/pip/BFG425W.html">http://www-us16.semiconductors.com/pip/BFG425W.html</a>	
<a href="http://www.agilent.com/home/moved/spg_moved.shtml">http://www.agilent.com/home/moved/spg_moved.shtml</a>	
<a href="http://www.infineon.com/cgi/ecrm.dll/jsp/home.do?lang=EN">http://www.infineon.com/cgi/ecrm.dll/jsp/home.do?lang=EN</a>	
<a href="http://www.amanogawa.com">www.amanogawa.com</a>	
<a href="http://www.cpii.com/mpp/">http://www.cpii.com/mpp/</a>	