

TEMA 4. CIRCUITOS ACTIVOS

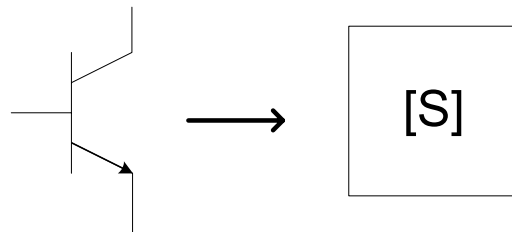
4.1 AMPLIFICADORES A TRANSISTORES

4.2 OSCILADORES

4.1 AMPLIFICADORES A TRANSISTORES

La mayor parte de los amplificadores de microondas, utilizan MESFET's como dispositivos activos.

El diseño de este tipo de amplificadores se basa fundamentalmente en el conocimiento de los parámetros S del transistor. A partir de este conocimiento, al transistor se le trata como un cuadripolo. El problema se reduce a cargar este cuadripolo de tal forma que se obtengan las mejores prestaciones del conjunto. La configuración usual es como el transistor en fuente común:



El fabricante nos proporciona las características del transistor que serán entre otras cosas los parámetros $[S]$, parámetros de ruido, parámetros de estabilidad, etc.

Veamos un par de ejemplos de especificaciones de fabricantes:



NEC's NPN MEDIUM POWER MICROWAVE TRANSISTOR

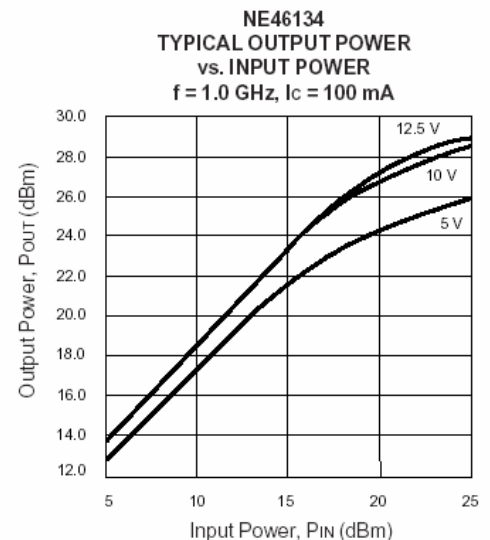
NE46100
NE46134

FEATURES

- HIGH DYNAMIC RANGE
- LOW IM DISTORTION: -40 dBc
- HIGH OUTPUT POWER : 27.5 dBm at TYP
- LOW NOISE: 1.5 dB TYP at 500 MHz
- LOW COST

DESCRIPTION

NEC's NE461 series of NPN silicon epitaxial bipolar transistors is designed for medium power applications requiring high dynamic range. This device exhibits an outstanding combination of high gain and low intermodulation distortion, as well as low noise figure. The NE461 series offers excellent performance and reliability at low cost through NEC's titanium, platinum, gold metallization system and direct nitride passivation of the surface of the chip. Devices are available in a low cost surface mount package (SOT-89) as well as in chip form.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹ (T_A = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V _{CB0}	Collector to Base Voltage	V	30
V _{CE0}	Collector to Emitter Voltage	V	15
V _{EB0}	Emitter to Base Voltage	V	3
I _c	Collector Current	mA	250
P _T	Total Power Dissipation		
	NE46100 ²	W	3.75
	NE46134 ³	W	2.0
T _J	Junction Temperature		
	NE46100	°C	200
	NE46134	°C	150
T _{STG}	Storage Temperature		
	NE46100	°C	-65 to +200
	NE46134	°C	-65 to +150

Notes:

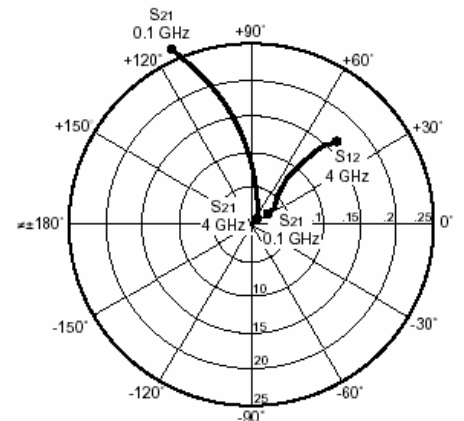
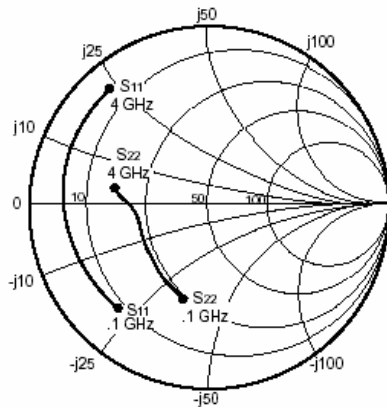
1. Operation in excess of any one of these parameters may result in permanent damage.
2. Chip mounted on an infinite heat sink (see AN-1001 for handling instructions).
3. Packaged device mounted on 0.7 mm x 2.5 cm² double sided ceramic substrate (copper plating).

NE46134

TYPICAL NOISE PARAMETERS (T_A = 25°C)

FREQ. (GHz)	NF _{OPT} (dB)	GA (dB)	Γ _{OPT}		RN/50
			MAG	ANG	
V _{CC} = 10 V, I _c = 50 mA					
0.5	1.5	13.5	0.34	-176	0.09

TYPICAL COMMON EMITTER SCATTERING PARAMETERS¹ (T_A = 25°C)



Coordinates in Ohms
Frequency in GHz
V_{CE} = 5 V, I_c = 50 mA

NE46100

V_{CE} = 5 V, I_c = 50 mA

FREQUENCY (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K	MAG ² (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		
100	0.778	-137	26.776	114	0.028	30	0.555	-102	0.16	29.8
200	0.815	-159	14.407	100	0.035	29	0.434	-135	0.36	26.2
500	0.826	-177	5.855	84	0.040	38	0.400	-162	0.75	21.7
800	0.827	176	3.682	76	0.052	43	0.402	-169	0.91	18.5
1000	0.826	173	2.963	71	0.058	47	0.405	-172	1.02	16.3
1200	0.825	170	2.441	66	0.064	47	0.412	-174	1.08	14.0
1400	0.820	167	2.111	61	0.069	47	0.413	-176	1.17	12.4
1600	0.828	165	1.863	57	0.078	54	0.426	-177	1.15	11.4
1800	0.827	162	1.671	53	0.087	50	0.432	-178	1.14	10.6
2000	0.828	159	1.484	49	0.093	50	0.431	-180	1.17	9.5
2500	0.822	153	1.218	39	0.11	48	0.462	177	1.18	7.8
3000	0.818	148	1.010	30	0.135	46	0.490	174	1.16	6.3
3500	0.824	142	0.876	21	0.147	44	0.507	170	1.16	5.3
4000	0.812	137	0.762	13	0.168	38	0.535	167	1.14	4.3

V_{CE} = 5 V, I_c = 100 mA

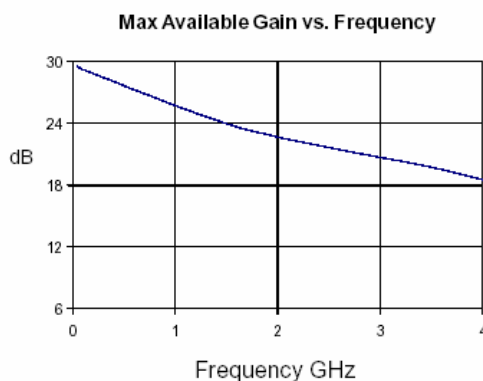
100	0.778	-144	27.669	111	0.027	35	0.523	-114	0.27	30.2
200	0.820	-164	14.559	97	0.029	29	0.445	-144	0.42	27.0
500	0.832	-179	5.885	84	0.035	38	0.435	-166	0.81	22.2
800	0.833	175	3.691	76	0.048	45	0.435	-173	0.95	18.8
1000	0.831	172	2.980	71	0.056	51	0.437	-176	1.05	16.0
1200	0.836	169	2.464	67	0.061	52	0.432	-178	1.11	14.0
1400	0.829	166	2.121	61	0.072	53	0.447	-180	1.12	12.6
1600	0.831	164	1.867	58	0.080	54	0.445	179	1.14	11.4
1800	0.827	161	1.671	54	0.090	53	0.460	178	1.14	10.4
2000	0.830	159	1.499	49	0.096	52	0.456	176	1.15	9.6
2500	0.831	153	1.228	40	0.115	51	0.479	173	1.15	8.0
3000	0.821	147	1.018	31	0.134	48	0.504	170	1.18	6.3
3500	0.820	142	0.881	23	0.155	42	0.516	167	1.14	5.3
4000	0.812	136	0.779	14	0.170	41	0.543	164	1.16	4.2



Product Description

Stanford Microdevices' SPF-2086TK is a high performance PHEMT Gallium Arsenide FET utilizing 0.25 micron long by 300 micron wide Schottky barrier gates.

This device is ideally biased at $V_{ds}=3V$ and $I_d=20mA$ for lowest noise performance and battery powered requirements. At 5V 40mA bias it delivers excellent linearity. The SPF-2086TK provides ideal performance as driver stages in many commercial, industrial and military LNA applications.



Preliminary

SPF-2086TK

0.1 GHz - 4 GHz Low Noise PHEMT GaAs FET



Product Features

- High Gain: 20 dB at 1900 MHz
- +20 dBm Output Power at P1dB
- Low Noise Figure: 0.4 dB NF at 1900 MHz
- Low Current Draw: 20 mA typ. at 3.0V

Applications

- LNA for Cellular, PCS, CDPD
- Wireless Data, SONET
- Driver Stage for low power applications

SYMBOL	PARAMETERS	TEST CONDITIONS: $Z_0 = 50 \Omega_{RMS}, T = 25^\circ C$	UNITS	MIN.	TYP.	MAX.
Bandwidth	Note : Bandwidth determined by limited gain performance		GHz	0.1		4.0
P_{1dB}	Output Power at 1dB Compression $f = 1 \text{ GHz to } 4 \text{ GHz}$	$V_{DS} = 5V, I_b = 40 \text{ mA}$ $V_{DS} = 3V, I_b = 20 \text{ mA}$	dBm dBm		20.0 15.0	
OIP_3	Output Third Order Intercept Point $f = 1 \text{ GHz to } 4 \text{ GHz}$	$V_{DS} = 5V, I_b = 40 \text{ mA}$ $V_{DS} = 3V, I_b = 20 \text{ mA}$	dBm dBm		32 28	
NF_{OPT}	Optimum Noise Figure	$f = 1 \text{ GHz}$ $f = 2 \text{ GHz}$ $f = 4 \text{ GHz}$ $V_{DS} = 3V, I_b = 20 \text{ mA}$	dB dB dB		0.28 0.44 0.54	
GA	Associated Gain	$f = 1 \text{ GHz}$ $f = 2 \text{ GHz}$ $f = 4 \text{ GHz}$ $V_{DS} = 3V, I_b = 20 \text{ mA}$	dB dB dB		23.1 17.8 13.9	
I_{DSS}	Drain Saturation Current	$V_{DS} = 2V, V_{GS} = 0V$	mA	30	85	140
V_p	Pinch-off Voltage	$V_{DS} = 2V, I_{DS} = 1mA$	V		-1.0	
G_M	Transconductance	$V_{DS} = 2V, I_{DS} = 20mA$	mmho		100	
V_{BGS}	Gate to Source Breakdown Voltage		V		-17	-8
V_{BDS}	Drain to Source Breakdown Voltage		V		-17	-8



Preliminary

SPF-2086TK 0.1- 4.0 GHz PHEMT GaAs FET

Absolute Maximum Ratings

Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.

Bias Conditions should also satisfy the following expression: $I_D V_D (\text{max}) < (T_J - T_{OP})/T_L$

Parameter	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	+7	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	-7	V
Drain Current	I_{DS}	I_{DSS}	mA
Forward Gate Current	I_{SF}	10	mA
RF Input Power	P_{IN}	+20	dBm
Operating Temperature	T_{OP}	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T_S	-65 to +150	°C
Channel Temperature	T_{CH}	+150	°C
Thermal Resistance (lead - junction)	T_L	110	°C/W
Power Dissipation	P_{DISS}	400	mW

Noise parameters, at typical operating frequencies:

Bias $V_{DS}=3.0V$, $I_{DS}=20mA$

FREQ GHz	G _{OPT}	G _{OPT} ANG	NF _{MIN} dB	r_N W	G _A dB
1.0	0.74	17	0.28	0.22	23.1
2.0	0.69	31	0.44	0.18	17.8
4.0	0.54	84	0.54	0.09	13.9

Bias $V_{DS}=5.0V$, $I_{DS}=40mA$

FREQ GHz	G _{OPT}	G _{OPT} ANG	NF _{MIN} dB	r_N W	G _A dB
1.0	0.76	19	0.34	0.27	23.9
2.0	0.67	36	0.55	0.23	19.1
4.0	0.47	93	0.75	0.11	15.0



Preliminary

SPF-2086TK 0.1- 4.0 GHz PHEMT GaAs FET

Scattering Parameters:

Typical S-parameters Vds=3.0V, Ids=20 mA

Freq GHz	S11	S11 Ang	S21 dB	S21	S21 Ang	S12 dB	S12	S12 Ang	S22	S22 Ang
0.05	0.98	-0.63	18.1	8.0	179.6	-36.6	0.01	128.4	0.65	-1.7
0.1	0.98	-2.8	17.5	7.5	177.6	-49.5	0.00	100.7	0.63	-1.9
0.5	0.97	-15.3	17.5	7.5	165.5	-38.5	0.01	85.6	0.62	-9.5
1.0	0.96	-29.8	17.3	7.3	152.0	-32.9	0.02	69.1	0.61	-18.9
1.5	0.93	-44.5	17.1	7.2	138.8	-29.7	0.03	62.1	0.59	-27.4
2.0	0.88	-60.8	17.0	7.0	124.7	-27.4	0.04	53.3	0.55	-37.3
2.5	0.82	-78.5	16.8	6.9	110.6	-25.6	0.05	43.0	0.51	-48.4
3.0	0.76	-95.9	16.3	6.6	97.1	-24.3	0.06	33.5	0.47	-58.4
3.5	0.71	-112.1	15.8	6.2	84.5	-23.6	0.07	26.0	0.45	-67.0
4.0	0.66	-125.6	15.3	5.8	73.4	-23.1	0.07	18.7	0.43	-73.6

Note : De-embedded to device pins

Typical S-parameters Vds=5.0V, Ids=40 mA

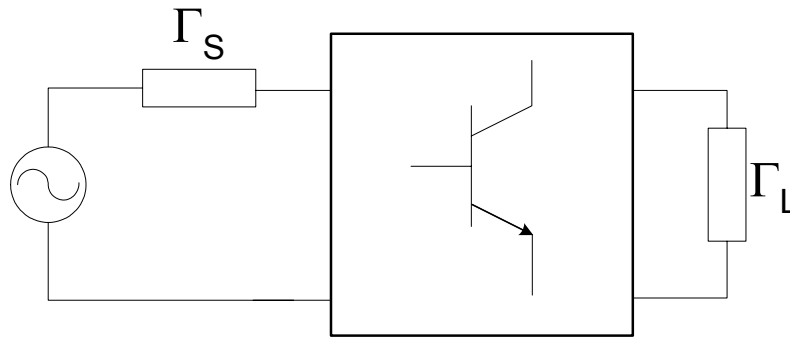
Freq GHz	S11	S11 Ang	S21 dB	S21	S21 Ang	S12 dB	S12	S12 Ang	S22	S22 Ang
0.05	0.98	-1.86	19.65	9.60	179.14	-40.82	0.01	142.41	0.71	-1.49
0.1	0.98	-4.00	19.10	9.02	176.80	-36.44	0.02	61.47	0.69	-2.62
0.5	0.97	-18.55	18.96	8.87	161.63	-37.38	0.01	79.13	0.68	-9.34
1.0	0.91	-36.03	18.56	8.47	144.43	-32.60	0.02	71.00	0.67	-18.30
1.5	0.83	-53.20	18.07	8.00	128.44	-29.87	0.03	63.42	0.64	-26.15
2.0	0.73	-71.95	17.55	7.54	112.38	-27.40	0.04	54.26	0.59	-34.49
2.5	0.64	-92.56	16.96	7.05	97.04	-26.34	0.05	47.80	0.55	-43.18
3.0	0.55	-112.96	16.17	6.44	83.23	-25.06	0.06	41.17	0.50	-50.95
3.5	0.48	-132.70	15.36	5.86	70.22	-24.16	0.06	37.08	0.48	-57.59
4.0	0.43	-149.99	14.56	5.34	58.99	-23.47	0.07	32.76	0.46	-62.62

Note : De-embedded to device pins

4.1.1 AMPLIFICADOR DE MÁXIMA GANANCIA

a) CASO GENERAL

Si excitamos el transistor con un generador y lo cargamos con una carga cualquiera:



Sabemos que la ganancia de transferencia de potencia G_T es igual a:

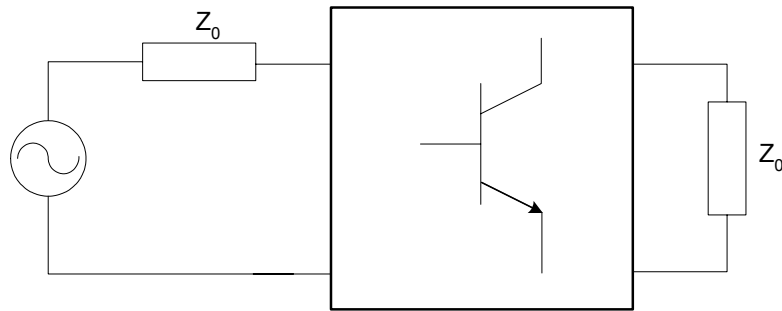
$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L - S_{11}\Gamma_s + \Delta\Gamma_L\Gamma_s|^2}$$

Se puede operar el denominador y escribirlo de la siguiente manera,

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_s|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_s|^2}$$

Dados unos parámetros $[S]$, para ciertos valores escogidos de Γ_s y Γ_L obtenemos una ganancia dada.

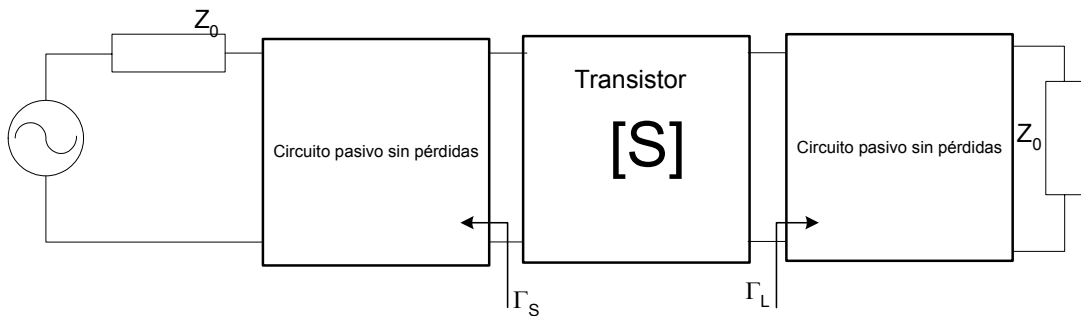
Si tenemos un generador canónico y una carga adaptada Z_0 :



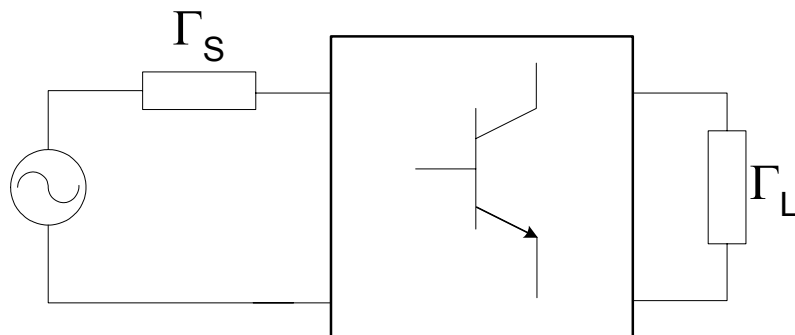
Entonces, la ganancia de transferencia de potencia es igual a :

$$G_T = |S_{21}|^2$$

Ahora supongamos que quisiéramos aumentar esta ganancia insertando dos circuitos pasivos sin pérdidas entre el generador y el transistor y entre el transistor y la carga adaptada:

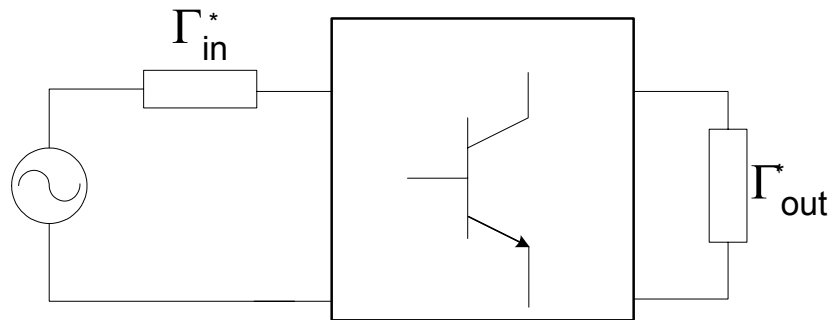


Para el transistor el conjunto formado por el circuito de entrada y el generador es equivalente a un generador de coeficiente de reflexión Γ_S y el conjunto formado por el circuito de salida más la carga adaptada equivale a una carga de coeficiente de reflexión Γ_L :



Y por lo tanto la pregunta es cuáles son los valores de Γ_S y Γ_L que proporcionan ganancia máxima.

Se puede demostrar que esta ganancia es máxima si hay adaptación simultánea conjugada en las dos puertas, es decir, si $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$ y a su vez $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$



Es decir,

$$\Gamma_S = \left(S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right)^*$$

$$\Gamma_L = \left(S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right)^*$$

Bajo ciertas condiciones este sistema de ecuaciones tiene solución, que se llama Γ_{SM} y Γ_{LM} :

$$\Gamma_{SM} = C_1^* \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2}$$

$$\Gamma_{LM} = C_2^* \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2}$$

donde

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

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

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

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

No siempre esta solución corresponde a :

$$|\Gamma_{SM}| < 1 \quad y \quad |\Gamma_{LM}| < 1$$

b) CASO UNILATERAL

Si $S_{12} \approx 0$, resulta que la ganancia se puede poner así:

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

es decir, como producto de tres factores:

$$G_T = G_S G_0 G_L$$

$$G_S = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2}$$

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

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

Donde G_S es la ganancia por adaptación a la entrada, G_0 es la ganancia intrínseca y G_L es la ganancia por adaptación a la salida.

En este caso la ganancia máxima se produce cuando:

$$\Gamma_S = S_{11}^*$$

$$\Gamma_L = S_{22}^*$$

Y entonces,

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

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

De tal manera que la ganancia unilateral máxima es igual a:

$$G_{TUMAX} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

4.1.2 CÍRCULOS DE GAUSS

Para poder tener $G_S = G_{SMAX}$ es necesario que Γ_S tenga un valor concreto:

$$\Gamma_s = S_{11}^*$$

Pero, para tener un G_S de otro valor inferior a G_{SMAX} , tenemos infinitas posibilidades para Γ_S todos ellos sobre un círculo. En efecto, si despejamos Γ_S en la ecuación:

$$G_S = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} = G_{S1} < G_{SMAX}$$

Llegamos a que Γ_S se puede poner como:

$$\Gamma_s = c + r * e^{j\phi}$$

donde:

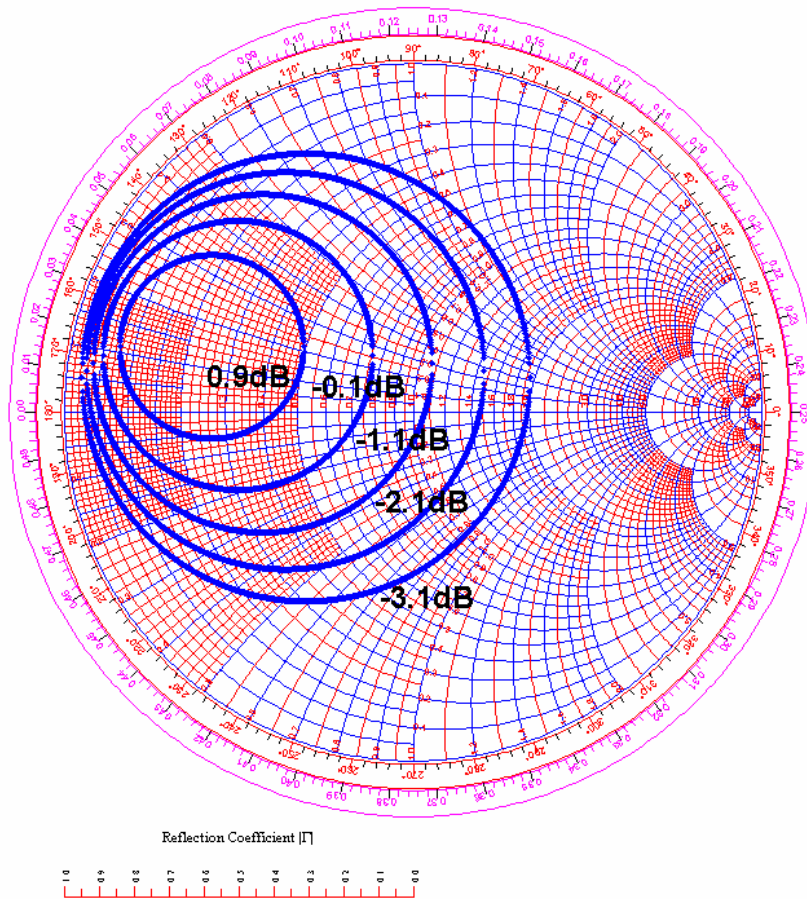
$$c = \frac{G_S S_{11}^*}{1 + G_S |S_{11}|^2}$$

$$r = \frac{\sqrt{1 - G_S (1 - |S_{11}|^2)}}{1 + G_S |S_{11}|^2}$$

Si $G_S = G_{SMAX}$, $c = S_{11}^*$ y $r = 0$.

Ejemplo 1:

En la gràfica siguiente se representan 5 círculos de $G_S = \text{cte}$. En este caso el valor de $G_{S\text{MAX}} = 1.9 \text{ dB}$, y se han representado los círculos separados 1dB cada uno.

CARTA DE SMITH PARA LA Γ_S 

Igualmente a la salida podemos calcular los círculos que proporcionan ganancia para adaptación a la salida constante: $G_L = \text{constante}$.

$$G_L = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = G_{L1} < G_{LMAX}$$

Llegamos a que Γ_L se puede poner como:

$$\Gamma_L = c + r * e^{j\phi}$$

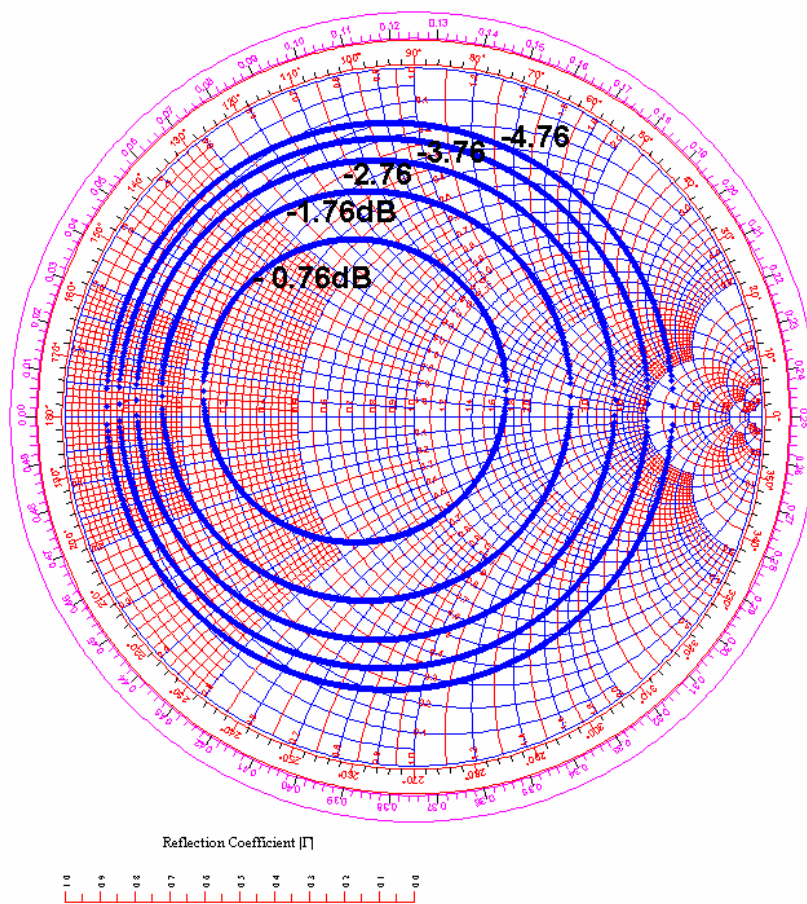
donde:

$$c = \frac{G_L S_{22}^*}{1 + G_L |S_{22}|^2}$$

$$r = \frac{\sqrt{1 - G_L (1 - |S_{22}|^2)}}{1 + G_L |S_{22}|^2}$$

Si $G_L = G_{LMAX}$, $c = S_{22}^*$ y $r = 0$.

CARTA DE SMITH PARA LA Γ_L



Entonces, si podemos obtener una ganancia determinada con la ayuda de dichos círculos es muy fácil encontrar Γ_S y Γ_L

Sin embargo, ¿por qué podríamos estar interesados en diseñar una ganancia que no fuese la máxima?

Por dos motivos:

- Conseguir mínimo factor de ruido
- Evitar inestabilidades

4.1.3. AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO

Los transistores son cuadripolos ruidosos en el sentido de que generan ruido de diversos tipos. Con un diseño adecuado es posible disminuir al máximo la potencia de ruido a la salida, o dicho de otra forma, aumentar al máximo la relación señal-ruido a la salida, dada una relación señal-ruido a la entrada.

El factor de ruido es una medida de la calidad de un cuadripolo (amplificador) en cuanto a ruido. Se puede definir de la manera siguiente:

$$F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} \Big|_{T_0=290K}$$

En la expresión anterior, "relación señal a ruido" quiere decir relación entre la potencia de señal y la potencia de ruido en el ancho de banda del amplificador.

Si tenemos un amplificador hecho con un transistor:

- Potencia de señal a la entrada: P_i
- Potencia de ruido a la entrada: $N_i=KT_0B$
- Potencia de señal a la salida: P_iG
- Potencia de ruido a la salida: $N_{out}=N_a+N_iG$

Entonces,

$$F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} \Big|_{T_0=290K} = \frac{P_i/N_i}{P_{out}/N_{out}} = \frac{P_i}{N_i} \frac{N_{out}}{P_{out}} = \frac{P_i}{N_i} \frac{(N_a + N_i G)}{G P_i} = \frac{N_a + N_i G}{N_i G}$$

O bien:

$$F = \frac{N_a + K T_0 B G}{K T_0 B G}$$

Se puede interpretar también como la Potencia Total de ruido a la salida dividida por la potencia de ruido a la entrada.

Esta expresión se puede poner así:

$$F = 1 + \frac{N_a}{K T_0 B G}$$

Si definimos la T_{eq} de manera que $N_a = K T_{eq} B G$, obtenemos:

$$F = 1 + \frac{T_{eq}}{T_0}$$

O también:

$$T_{eq} = T_0 (F - 1)$$

Habitualmente F se expresa en dB:

$$F(dB) = 10 * \log \left(1 + \frac{T_{eq}}{T_0} \right)$$

4.1.4. PARÁMETROS DE RUIDO

Se puede demostrar que el factor de ruido de un cuadripolo ruidoso depende de la admitancia del generador de la entrada, y se hace mínimo para un valor dado de ésta. Concretamente:



$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \left[(G_s - G_{S0})^2 + (B_s - B_{S0})^2 \right]$$

donde:

F_{\min} $Y_s = G_s + jB_s$ $Y_{S0} = G_{S0} + jB_{S0}$ R_n	<p>es el factor de ruido mínimo</p> <p>Admitancia de generador</p> <p>Admitancia de generador óptima para mínimo ruido</p> <p>Resistencia de ruido</p>
--	--

Estos parámetros son los parámetros de ruido del transistor y lo caracterizan en este aspecto, de la misma forma que los parámetros S lo caracterizan en cuanto a la ganancia.

Son función de la frecuencia, y a veces, los da el fabricante.

4.1.5. CÍRCULOS DE RUIDO

La expresión anterior se puede poner de esta forma:

$$F = F_{\min} + 4\bar{R}_n \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{S0}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)|1 + \Gamma_{S0}|^2}$$

donde:

$$\Gamma_S = \frac{Y_0 - Y_S}{Y_0 + Y_S}$$

Coefficiente de reflexión de
generador

$$\Gamma_{S0} = \frac{Y_0 - Y_{S0}}{Y_0 + Y_{S0}}$$

Coefficiente de reflexión de
generador óptima para mínimo
ruido

$$\bar{R}_n$$

Resistencia normalizada de
ruido

De la fórmula anterior se deduce que si $\Gamma_S = \Gamma_{S0}$, entonces $F = F_{\min}$, y para otros valores de F ($> F_{\min}$) se obtendrán conjuntos de valores de Γ_S . El lugar geométrico Γ_S de que produce F constante son circunferencias:

$$\Gamma_S = c + r * e^{j\phi}$$

donde:

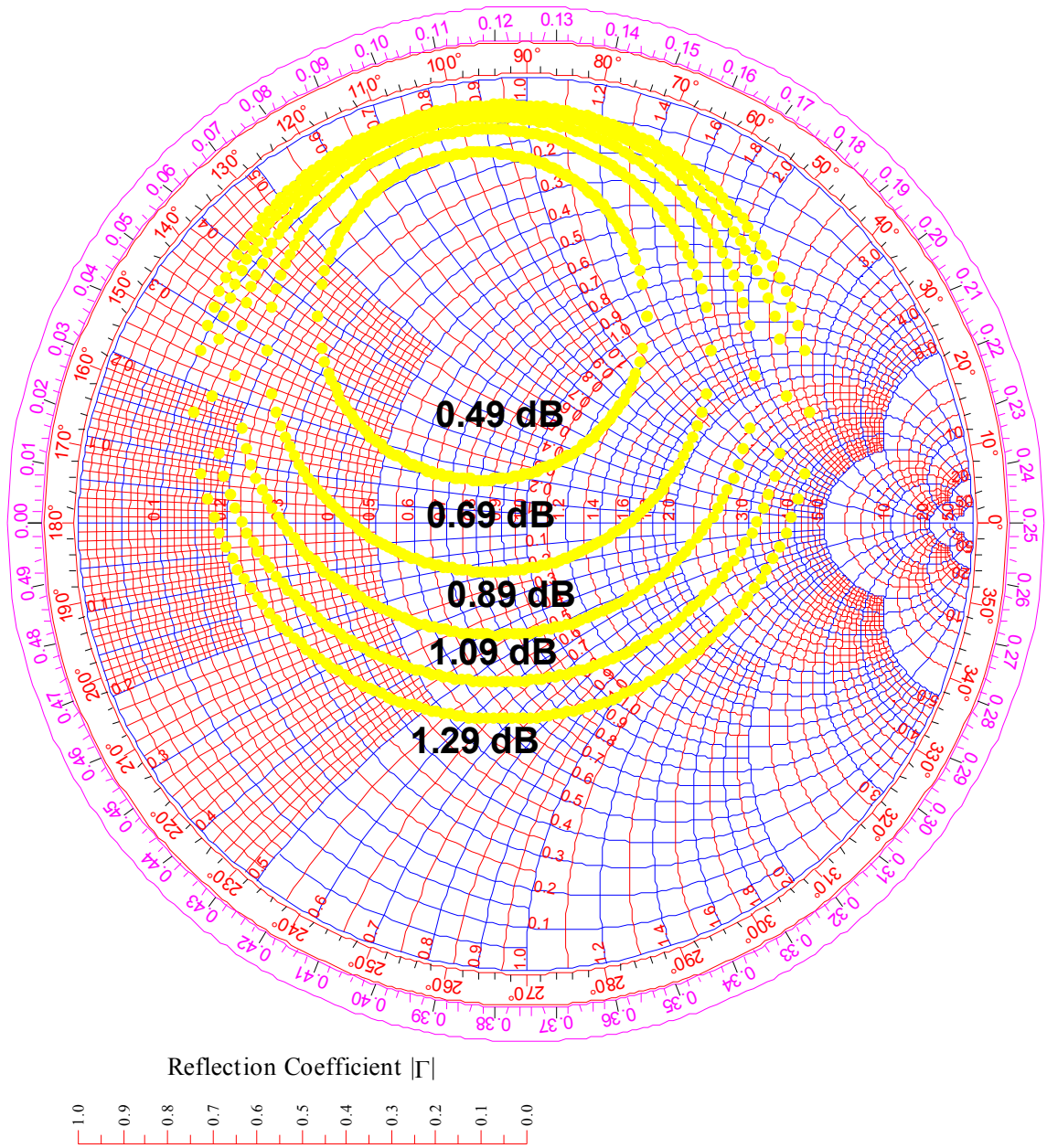
$$c = \frac{\Gamma_{S0}}{1 + N}$$

$$r = \frac{1}{1 + N} \sqrt{N^2 + N(1 - |\Gamma_{S0}|^2)}$$

$$N = \frac{F - F_{\min}}{4\bar{R}_n} |1 + \Gamma_{S0}|^2$$

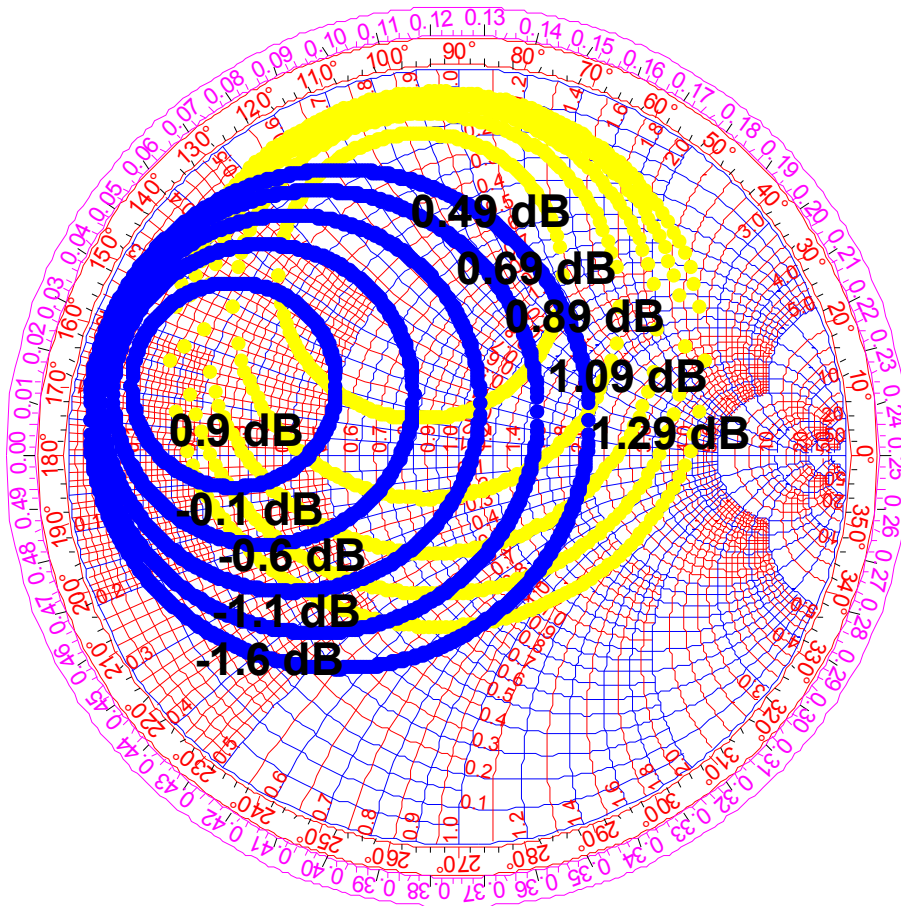
Nota: en estas fórmulas F está expresada en lineal.

CARTA DE SMITH PARA LA Γ_S



Habitualmente $\Gamma_{S0} \neq S_{11}^*$ es decir, el valor de impedancia de generador óptima para mínimo ruido no coincide con el valor correspondiente a máxima ganancia. Existe un compromiso que en el caso del transistor unilateral, se puede resolver superponiendo los círculos:

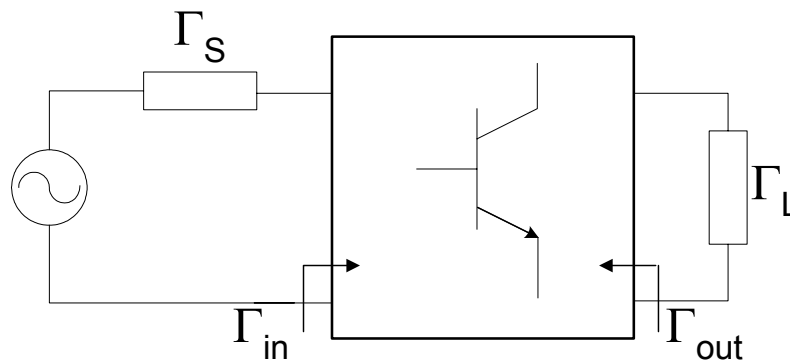
CARTA DE SMITH PARA LA Γ_S



4.1.6. ESTABILIDAD

Un transistor unilateral es siempre estable. Ahora bien, para un transistor no unilateral, puede ocurrir que el $|\Gamma|$ de entrada en una de sus partes sea > 1 . En este caso, con una carga adecuada podría oscilar y por tanto, es particularmente inestable.

Para un transistor definimos:



- Transistor incondicionalmente estable:

Si $|\Gamma_{in}|$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ siempre: $\forall \Gamma_L$ y Γ_S

- Transistor condicionalmente estable (potencialmente inestable):

Si $|\Gamma_{in}|$ y $|\Gamma_{out}| > 1$ para algunos Γ_L y Γ_S

Para un transistor potencialmente inestable no existe solución para Γ_L y Γ_S de adaptación conjugada simultánea. No existe máxima ganancia, porque esta ganancia máxima es infinita (cuando oscila).

4.1.7. CIRCULOS DE ESTABILIDAD

Buscamos aquellos valores de Γ_L que hacen $|\Gamma_{in}|=1$:

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

Si resolvemos esta ecuación, encontramos que también todas las soluciones caen en un círculo:

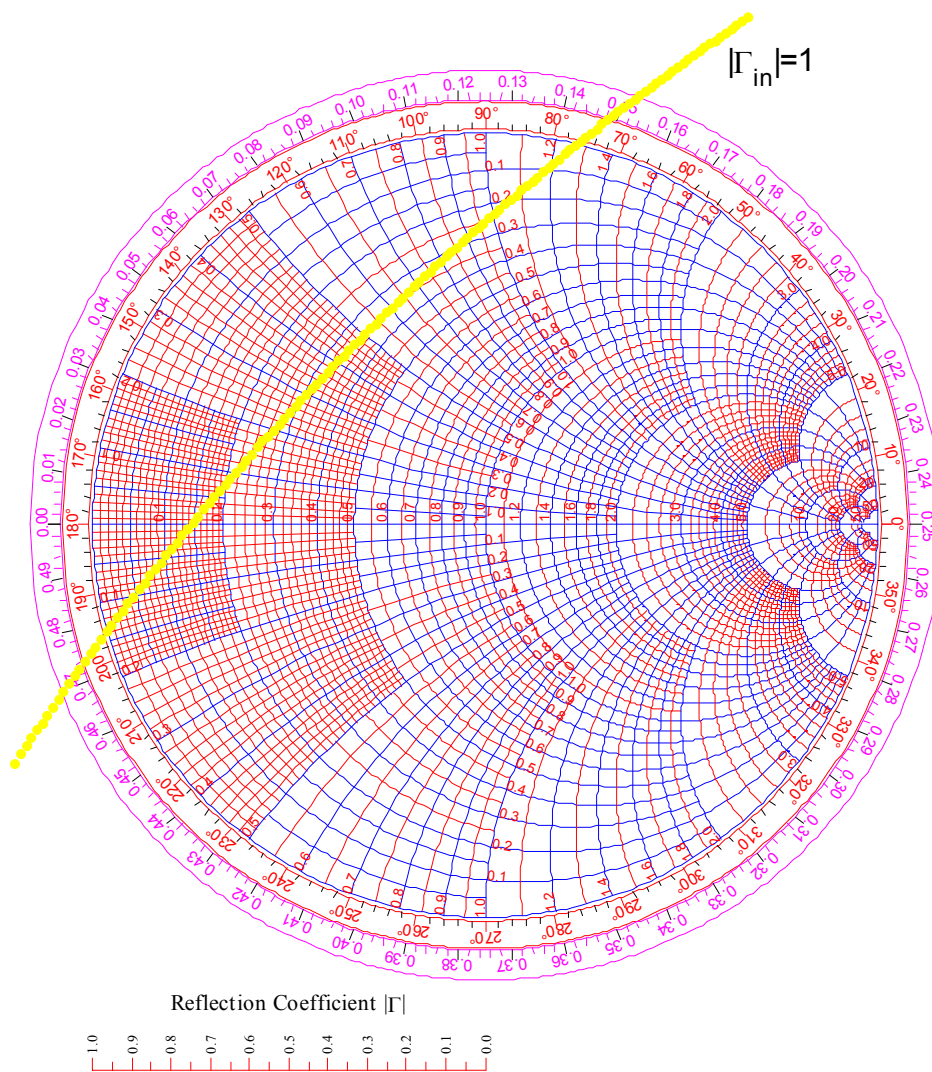
$$\Gamma_L = c + r * e^{j\phi}$$

donde:

$$c = \frac{S_{22}^* - \Delta^* S_{11}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

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

CARTA DE SMITH PARA LA Γ_L



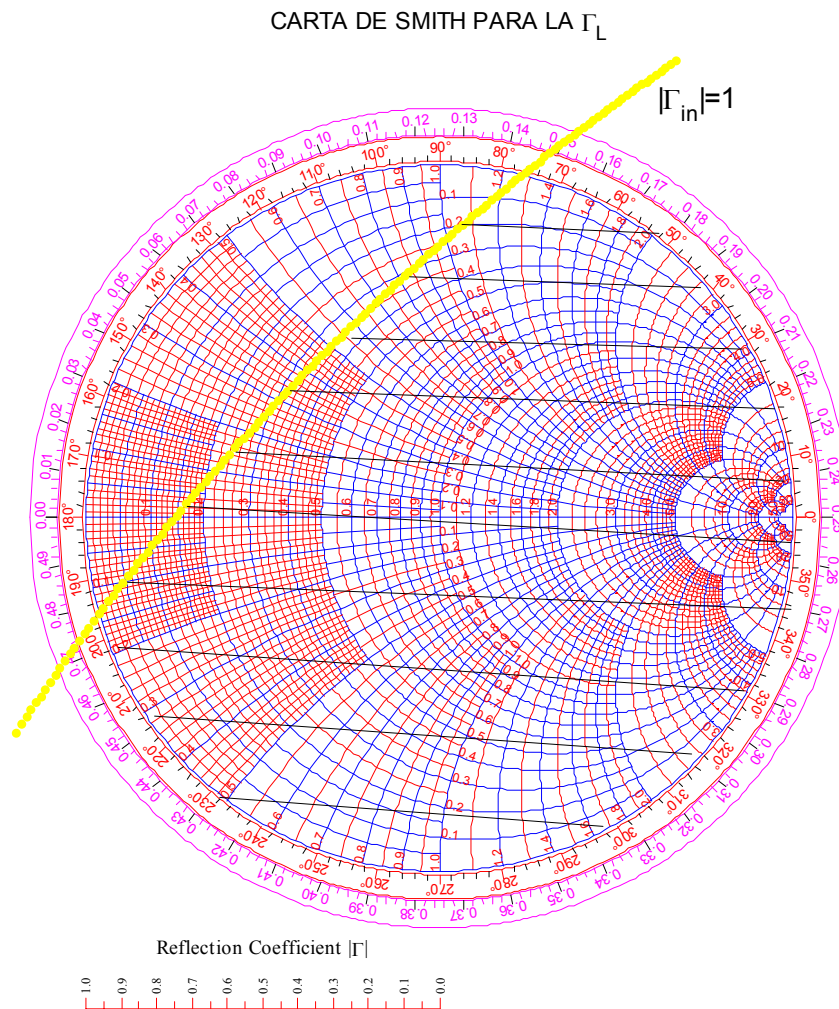
Este círculo separa 2 zonas en la Carta de Smith. En una de ellas $|\Gamma_{in}| > 1$ y en la otra $|\Gamma_{in}| < 1$

Para saber qué zona es estable y cual es inestable, nos fijamos en un punto concreto. Para $\Gamma_L=0$, resulta que :

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

Si $|S_{11}| > 1$ la zona que contiene el centro de la Carta de Smith es inestable.

Si por el contrario, $|S_{11}| < 1$ (que es lo habitual en transistores utilizados para amplificadores) la zona que contiene el centro de la Carta de Smith es estable. Según esta última posibilidad, en la carta de Smith siguiente se ralla la parte estable:



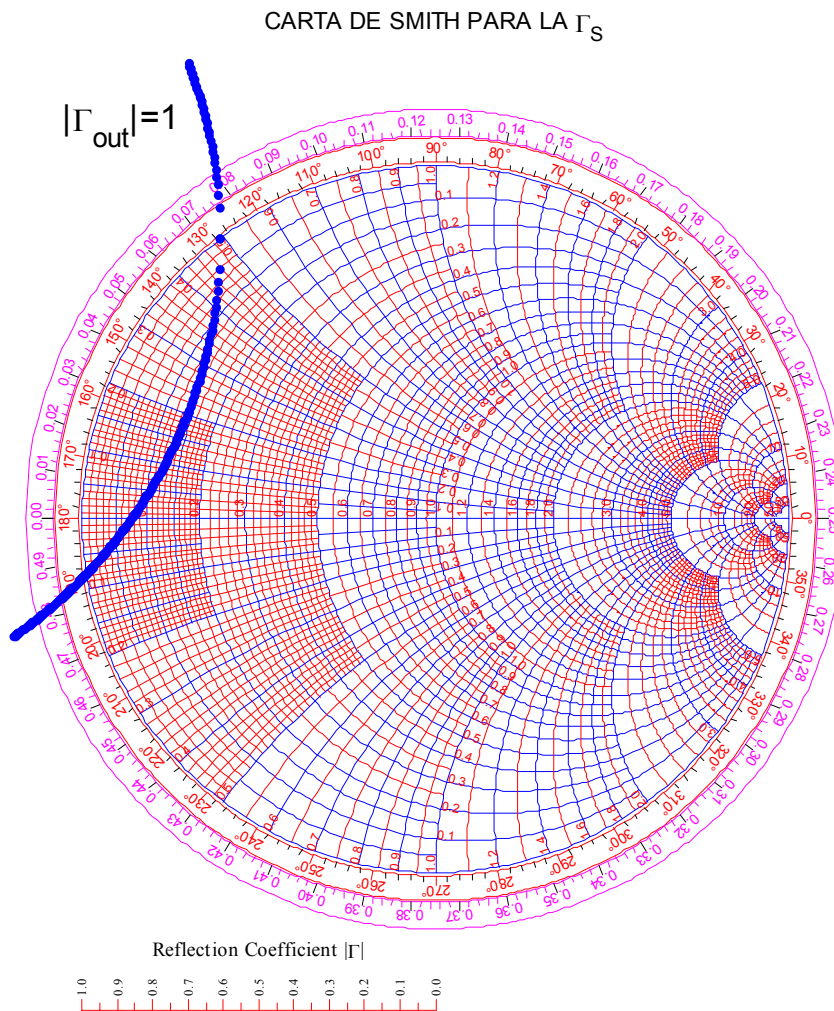
Igualmente podemos dibujar el otro círculo de estabilidad a la salida: valores de Γ_S que hacen $|\Gamma_{out}|=1$

$$\Gamma_S = c + r * e^{j\phi}$$

donde:

$$c = \frac{S_{11}^* - \Delta^* S_{22}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

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



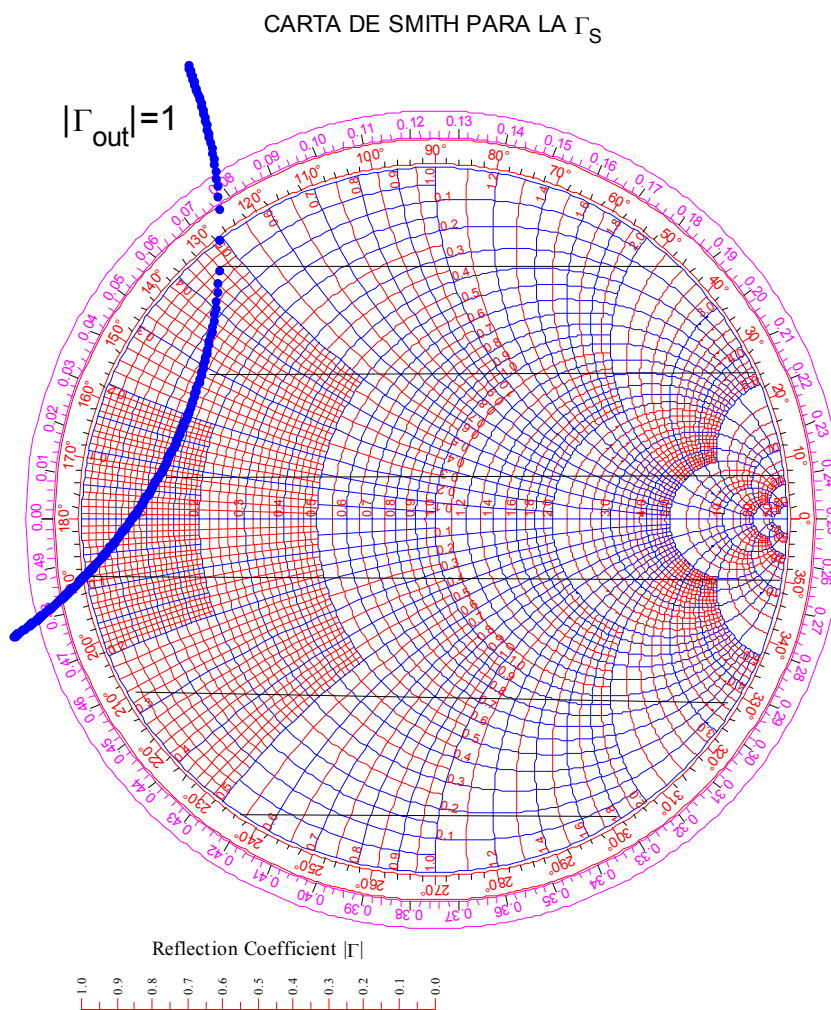
Este círculo separa 2 zonas en la Carta de Smith. En una de ellas $|\Gamma_{out}| > 1$ y en la otra $|\Gamma_{out}| < 1$

Para saber qué zona es estable y cual es inestable, nos fijamos en un punto concreto. Para $\Gamma_S=0$, resulta que :

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

Si $|S_{22}| > 1$ la zona que contiene el centro de la Carta de Smith es inestable.

Si por el contrario, $|S_{22}| < 1$ (que es lo habitual en transistores utilizados para amplificadores) la zona que contiene el centro de la Carta de Smith es estable. Según esta última posibilidad, en la carta de Smith siguiente se ralla la parte estable:



Cuando hacemos un diseño siempre hemos de tener en cuenta que Γ_S y Γ_L han de caer en las zonas estables.

4.1.8. FACTOR DE ESTABILIDAD

Sin necesidad de calcular los círculos de estabilidad se puede saber si un transistor es incondicionalmente estable o no con el llamado factor K.

Este factor se calcula en base a considerar que un transistor será incondicionalmente estable si los círculos de estabilidad caen fuera de la Carta de Smith. Además se puede demostrar que si uno de ellos lo cumple, el otro también. No puede ser incondicionalmente estable en un puerto e inestable en el otro.

Así la condición de incondicionalmente estable se puede expresar con el factor K:

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

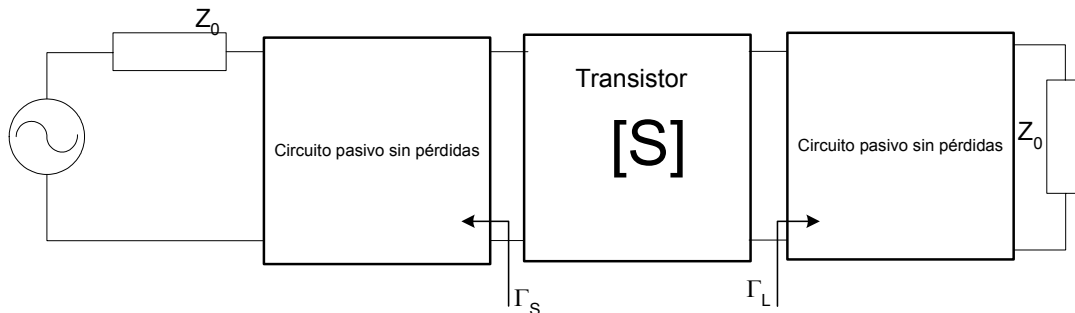
Si $K > 1$, el transistor es incondicionalmente estable. Existe solución de máxima ganancia

Si $K < 1$, el transistor es potencialmente inestable. No hay solución de máxima ganancia.

Podemos escribir la máxima ganancia en función de K:

$$G_{\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right)$$

Una vez determinados los valores de Γ_S y Γ_L que se necesitan para el diseño, se ha de construir el amplificador. Por esto se diseña una red de adaptación:



Y si es de dos etapas, el problema es el mismo. En este caso conviene diseñarlo:

- Primera etapa para F_{min}
- Segunda etapa para G_{max}

Siempre teniendo en cuenta la estabilidad.

4.1.9. COMPORTAMIENTO CON LA FRECUENCIA

El método que hemos explicado de diseño de amplificadores es válido para amplificadores de banda estrecha ya que estrictamente es para una frecuencia fija. Para banda ancha, existen otros métodos más complicados.

La estabilidad del amplificador se ha de comprobar a diferentes frecuencias porque podemos tener sorpresas.