TEMA 4. CIRCUITOS ACTIVOS

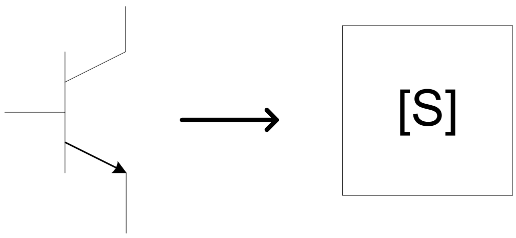
4.1 AMPLIFICADORES A TRANSISTORES

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 ejemplo de especificaciones de fabricante:

STANFORD MICRODEVICES

Preliminary

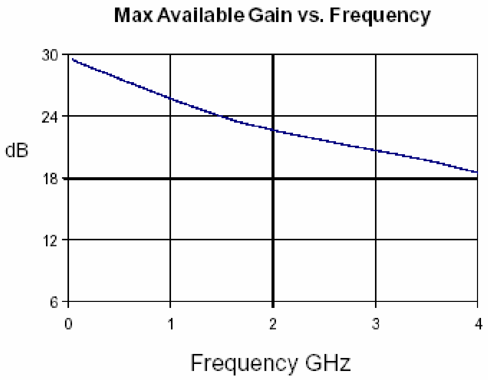
SPF-2086TK

0.1 GHz - 4 GHz Low Noise PHEMT GaAs FET

Product Description

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

This device is ideally biased at Vds=3V and Id=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.



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 OHMS, T = 25°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 GHz to 4 GHz	V_{DS} = 5V, I_D = 40 mA V_{DS} = 3V, I_D = 20 mA	dBm dBm		20.0 15.0	
OIP_3	Output Third Order Intercept Point f = 1 GHz to 4 GHz	V_{DS} = 5V, I_D = 40 mA V_{DS} = 3V, I_D = 20 mA	dBm dBm		32 28	
NF_{OPT}	Optimum Noise Figure	f = 1 GHz f = 2 GHz f = 4 GHz V_{DS}=3V, I_D=20 mA	dB dB dB		0.28 0.44 0.54	
G_A	Associated Gain	f = 1 GHz f = 2 GHz f = 4 GHz V_{DS} = 3V, I_D = 20 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

STANFORD MICRODEVICES

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: $I_D V_D$ (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
Foward Gate Current	I_{GSF}	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 Vds=3.0V, Ids=20mA

FREQ GHz	|GOPT|	GOPT ANG	NFMIN 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 Vds=5.0V, Ids=40mA

FREQ GHz	|GOPT|	GOPT ANG	NFMIN 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

STANFORD MICRODEVICES

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

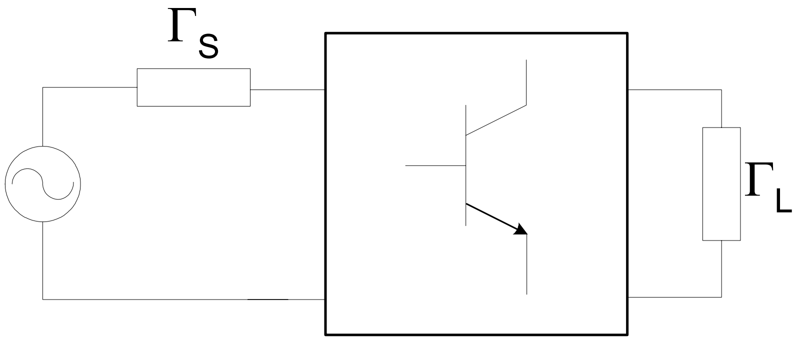
Freq GHz	|S11|	S11 Ang	S21 dB	|S21|	S21 Ang	S12 dB	|S12|	S12 Ang	|S22|	S22 Ang
0.05	0.98	-1.86	19.65	9.60	179.14	-40.82	0.01	142.41	0.71	-1.49
0.1	0.98	-4.00	19.10	9.02	176.80	-36.44	0.02	61.47	0.69	-2.62
0.5	0.97	-18.55	18.96	8.87	161.63	-37.38	0.01	79.13	0.68	-9.34
1.0	0.91	-36.03	18.56	8.47	144.43	-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:

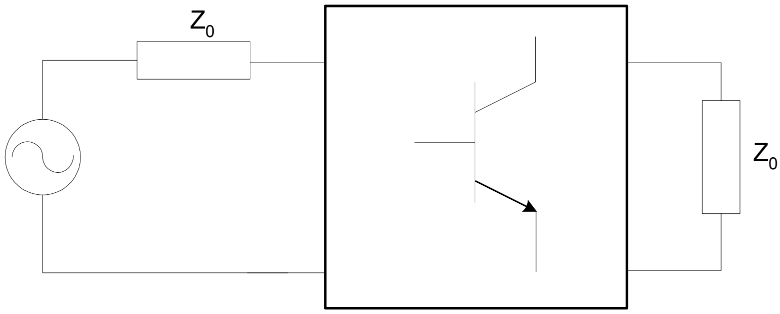
$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2\left(1-|\Gamma_L|^2\right)\left(1-|\Gamma_s|^2\right)}{\left|1-S_{22}\Gamma_L - S_{11}\Gamma_s + \Delta\Gamma_L\Gamma_s\right|^2}$$

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

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

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

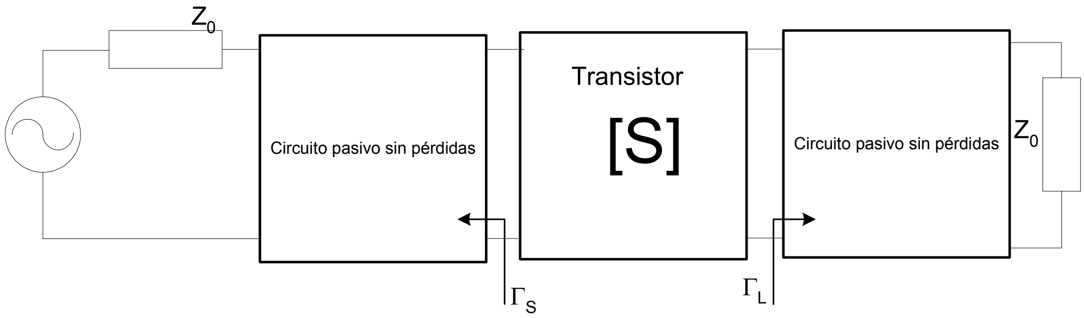
Si tenemos un generador canónico y una carga adaptada Z_0:



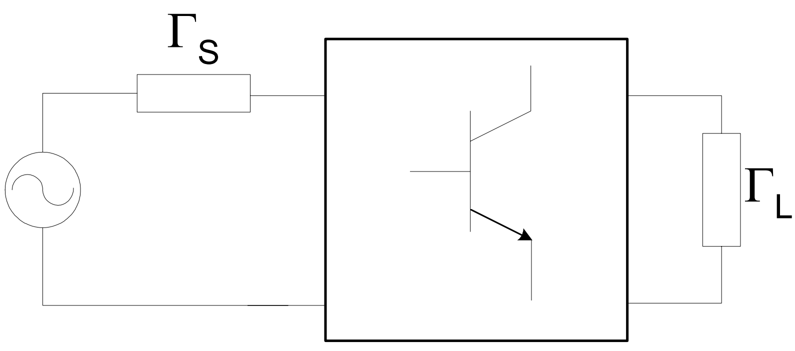
Entonces, la ganancia de transferencia de potencia es igual a :

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

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:

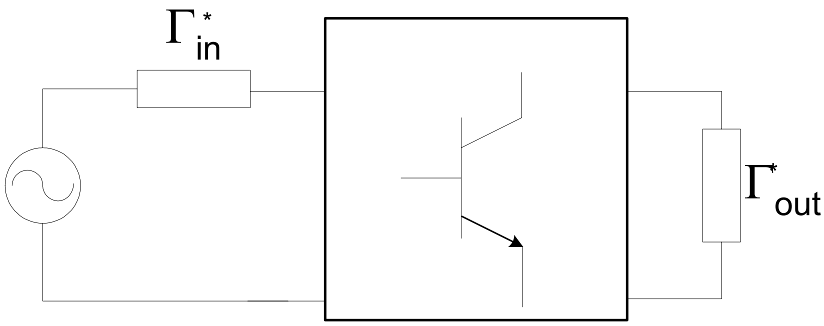


Para el transistor el conjunto formado por el circuito de entrada y el generador es equivalente a un generador de coeficiente de reflexión Γ_S y el conjunto formado por el circuito de salida más la carga adaptada equivale a una carga de coeficiente de reflexión Γ_L:



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,

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

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:

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

es decir, como producto de tres factores:

$$G_T = G_S G_0 G_L$$
$$G_S = \frac{\left(1 - |\Gamma_s|^2\right)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2}$$
$$G_0 = |S_{21}|^2$$
$$G_L = \frac{\left(1 - |\Gamma_L|^2\right)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

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:

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

Llegamos a que Γ_S se puede poner como:

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

donde:

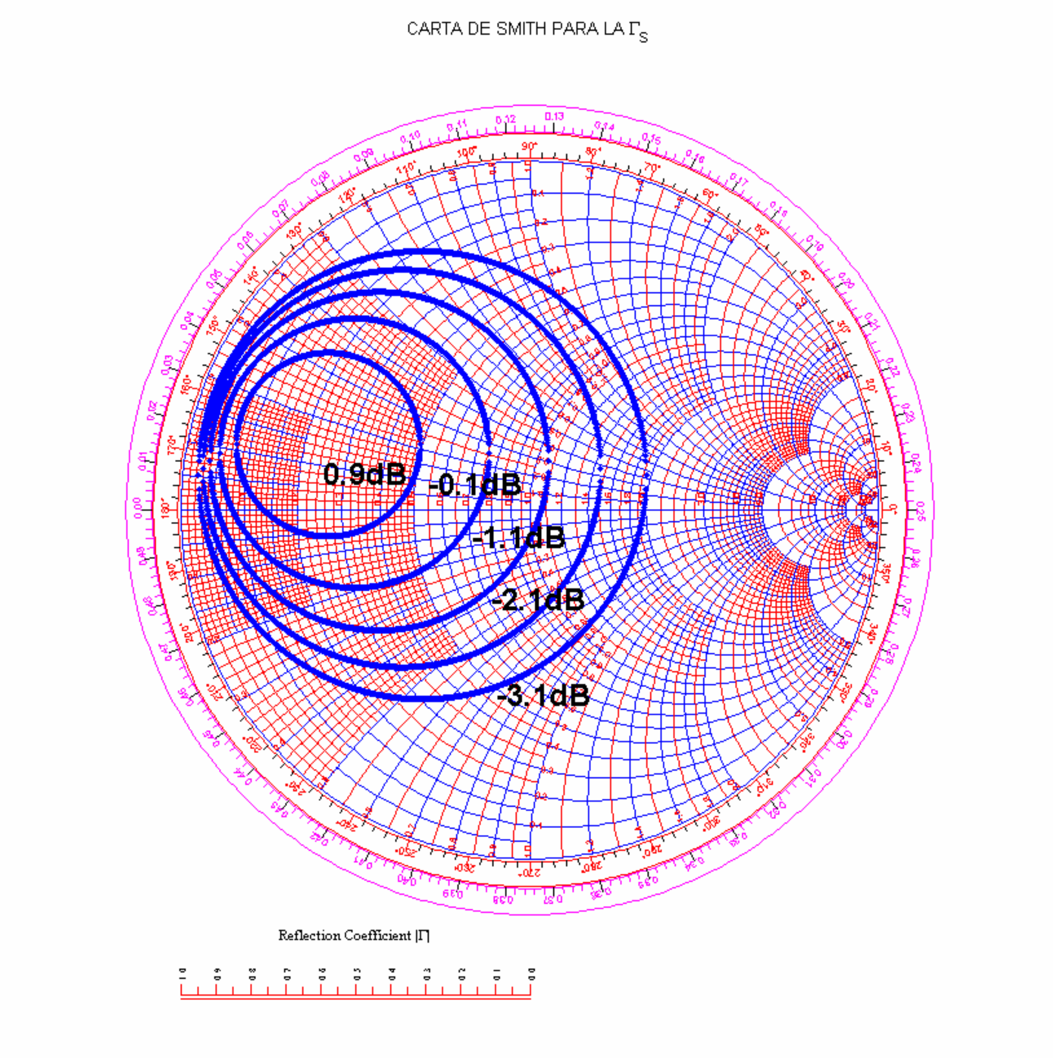
$$c = \frac{G_S S_{11}^*}{1+G_S|S_{11}|^2}$$

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

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

Ejemplo 1:

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



Igualmente a la salida podemos calcular los círculos que proporcionan ganancia para adaptación a la salida constante: G_L= constante.

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

Llegamos a que Γ_L se puede poner como:

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

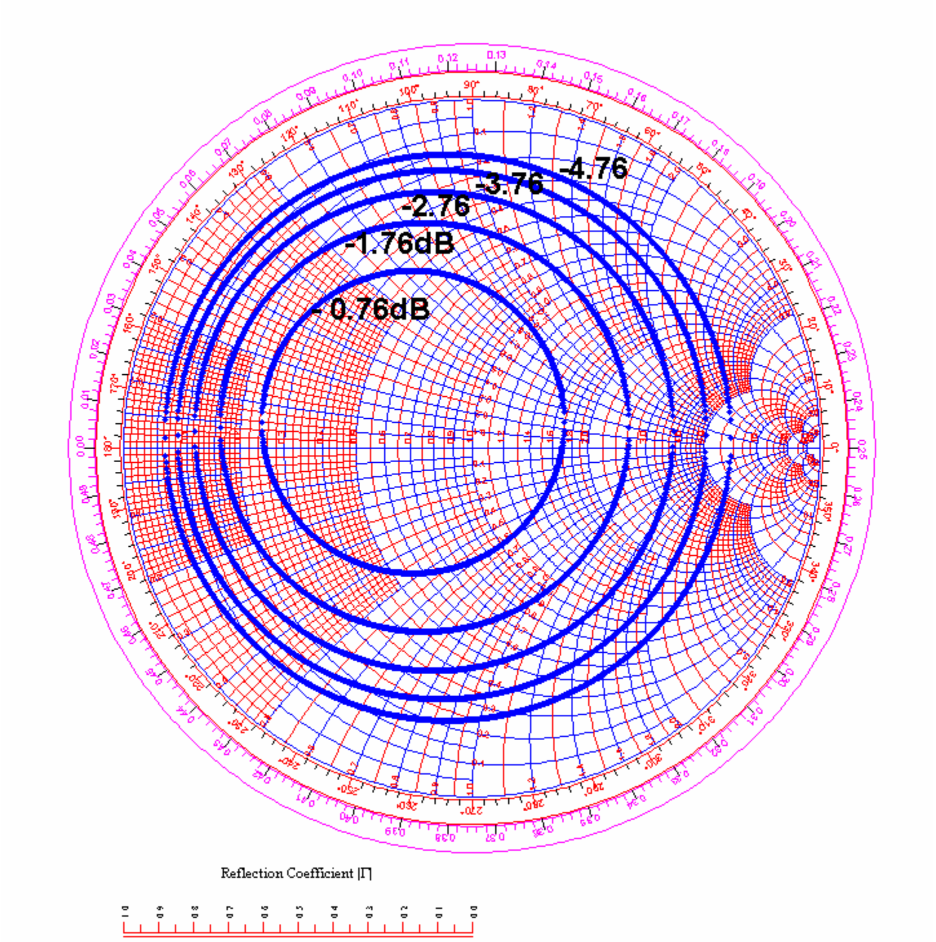
donde:

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

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

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:

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

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,

$$F = \left.\frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}}\right|_{T_0=290K} = \frac{P_i/N_i}{P_{out}/N_{out}} = \frac{P_i}{N_i}\frac{N_{out}}{P_{out}} = \frac{P_i}{N_i}\frac{(N_a+N_iG)}{GP_i} = \frac{N_a+N_iG}{N_iG}$$

O bien:

$$F = \frac{N_a + KT_0BG}{KT_0BG}$$

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:

$$F = 1 + \frac{N_a}{KT_0BG}$$

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

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

O también:

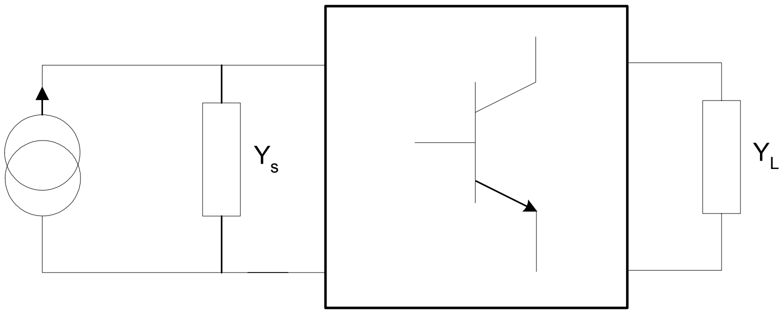
$$T_{eq} = T_0(F-1)$$

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:



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

donde:

F_{min}	es el factor de ruido mínimo
$Y_S = G_S + jB_S$	Admitancia de generador
$Y_{S0} = G_{S0} + jB_{S0}$	Admitancia de generador óptima para mínimo ruido
R_n	Resistencia de ruido

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:

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

donde:

$\Gamma_S = \dfrac{Y_0 - Y_S}{Y_0 + Y_S}$	Coeficiente de reflexión de generador
$\Gamma_{S0} = \dfrac{Y_0 - Y_{S0}}{Y_0 + Y_{S0}}$	Coeficiente de reflexión de generador óptima para mínimo ruido
$\overline{R}_n$	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:

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

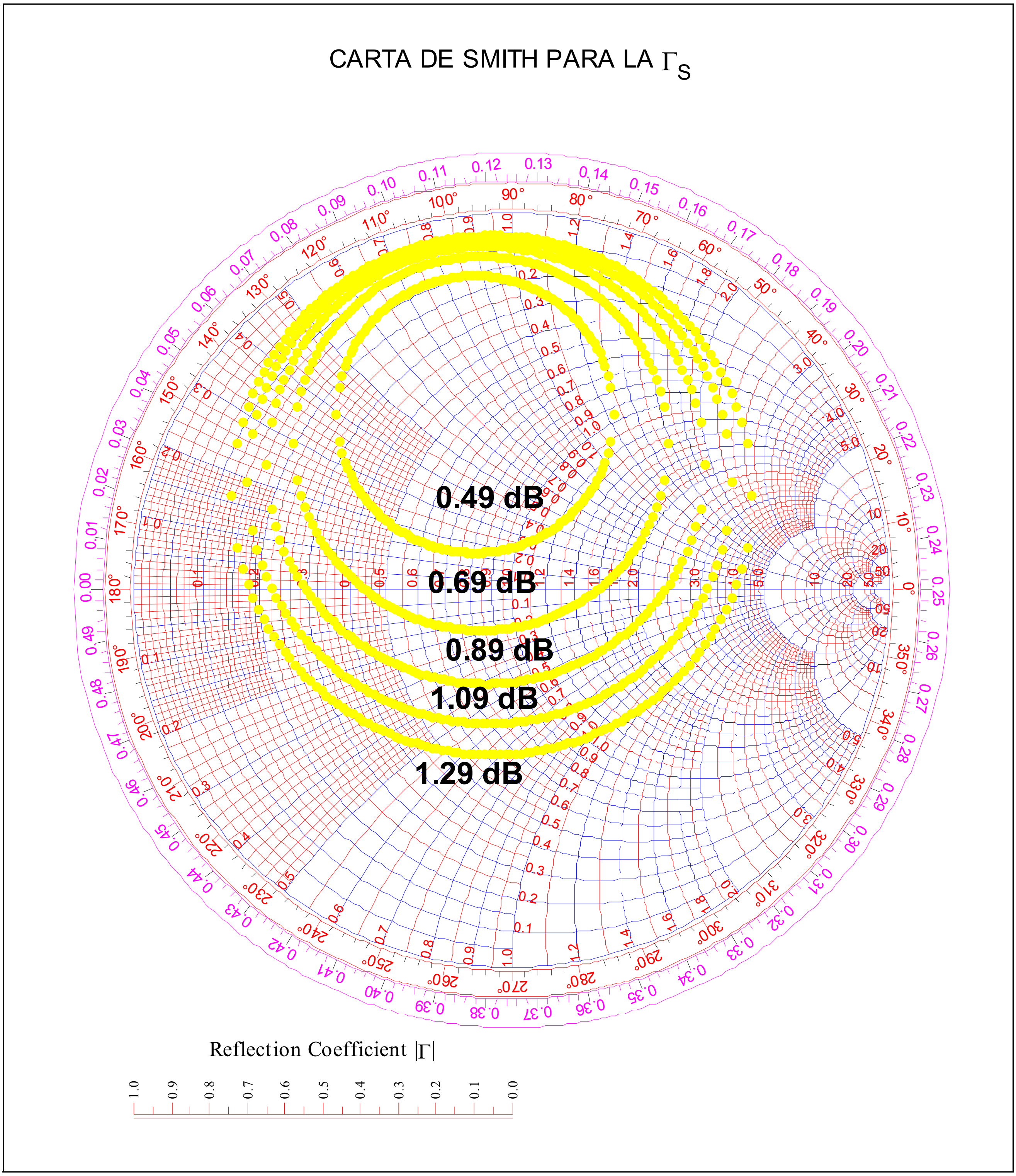
donde:

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

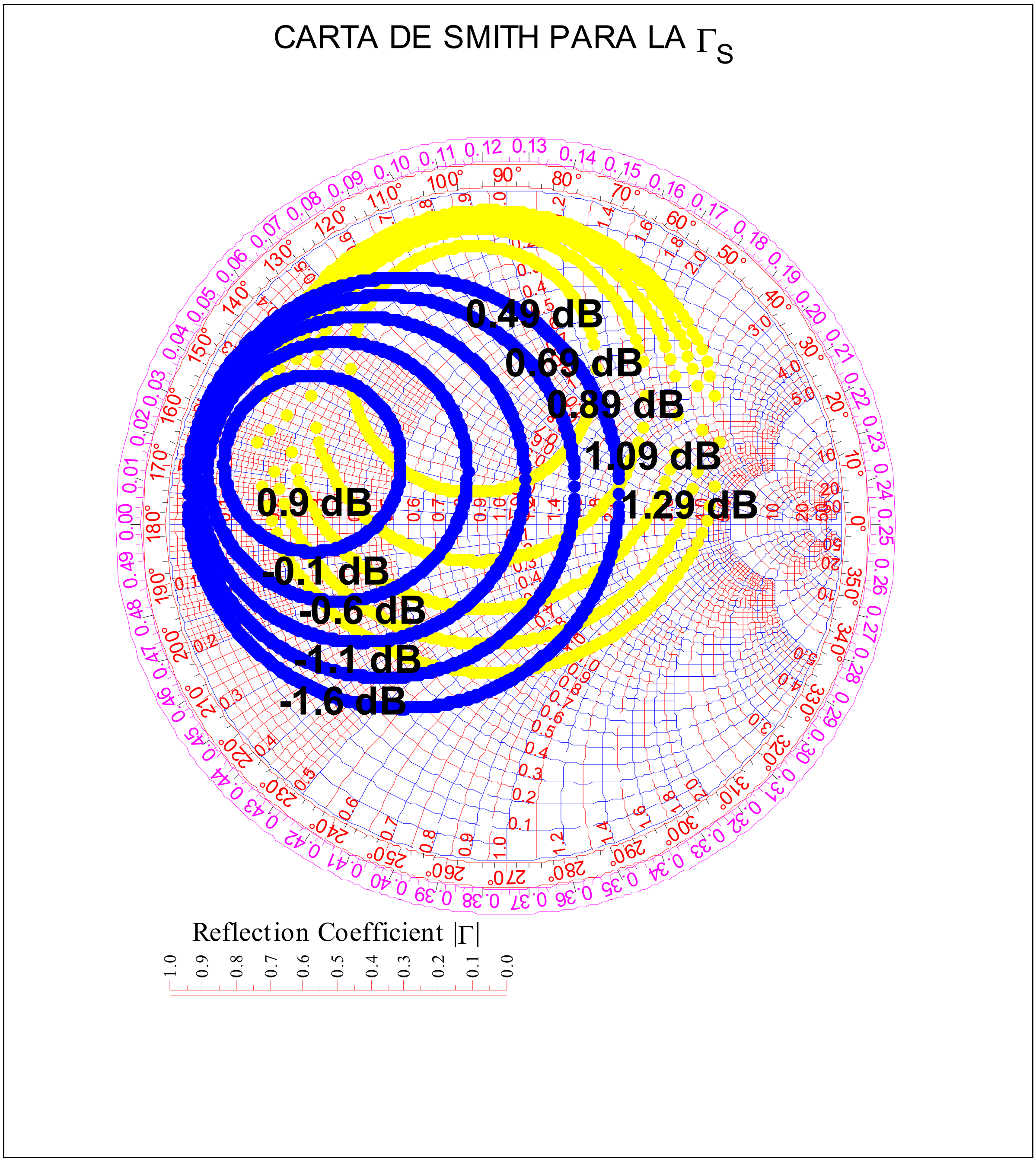
$$r = \frac{1}{1 + N}\sqrt{N^2 + N\left(1 - \left|\Gamma_{S0}\right|^2\right)}$$

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

Nota: en estas fórmulas F está expresada en lineal.

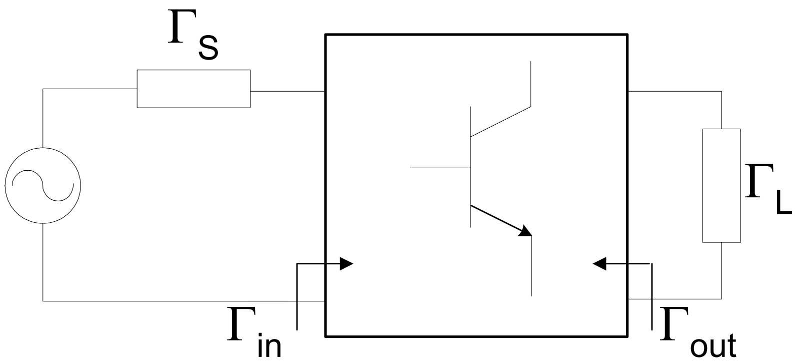


Habitualmente $\Gamma_{S0} \neq S_{11}^*$ es decir, el valor de impedancia de generador óptima para mínimo ruido no coincide con el valor correspondiente a máxima ganancia. Existe un compromiso que en el caso del transistor unilateral, se puede resolver superponiendo los círculos:


CARTA DE SMITH PARA LA Γ_S
0.49 dB
0.69 dB
0.89 dB
1.09 dB
1.29 dB
0.9 dB
-0.1 dB
-0.6 dB
-1.1 dB
-1.6 dB
Reflection Coefficient |Γ|

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:

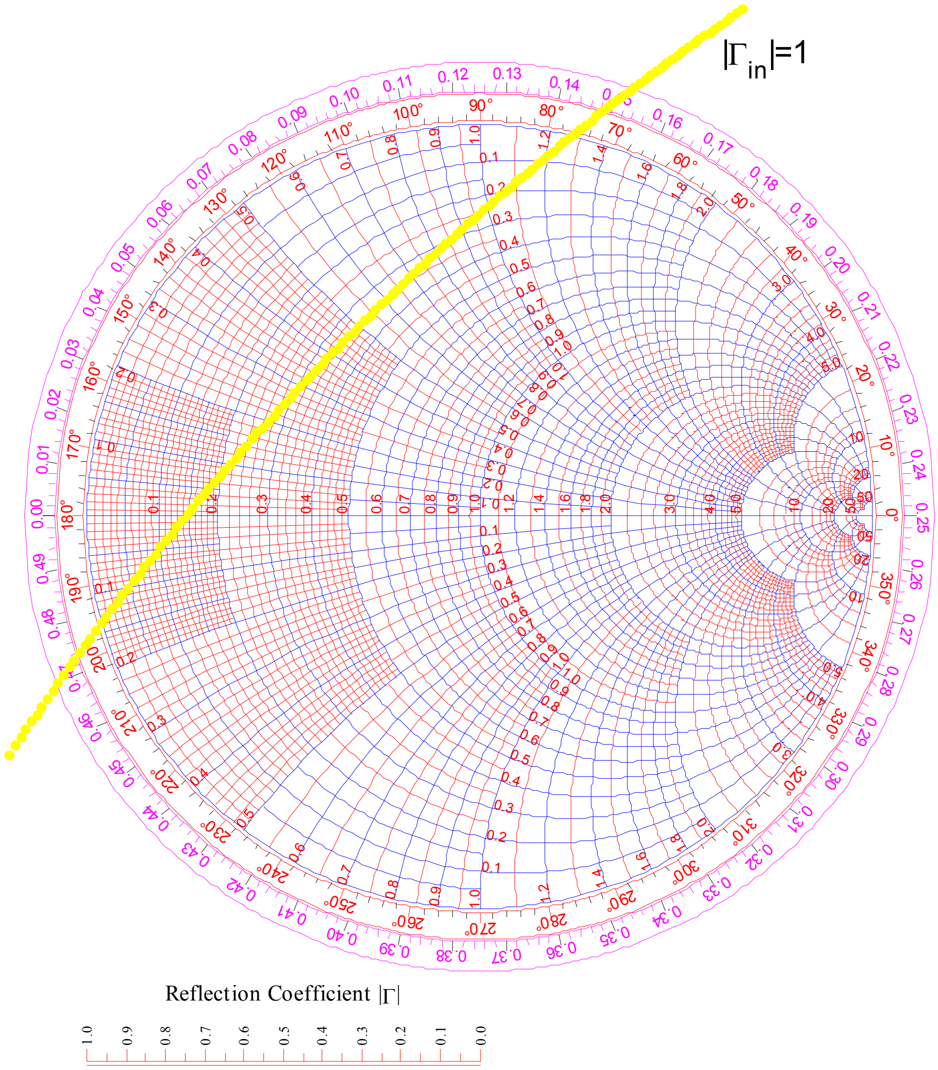
$$\Gamma_L = c + r * e^{j\phi}$$

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 $|\Gamma_{in}| < 1$

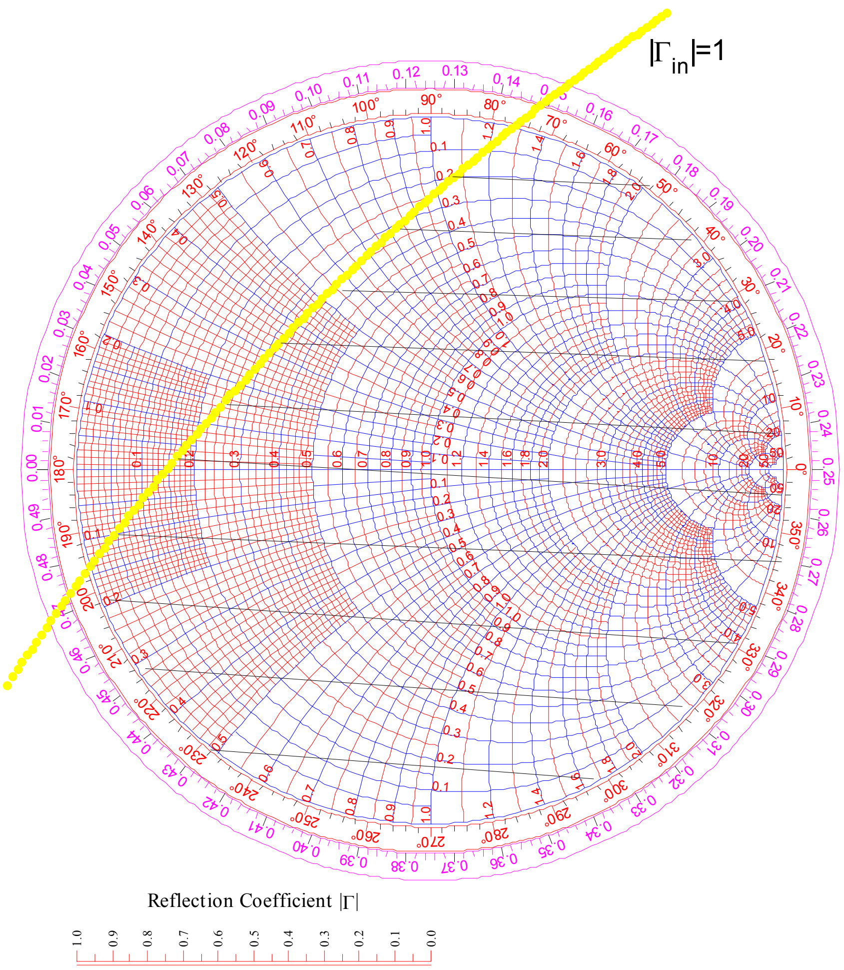
Para saber qué zona es estable y cual es inestable, nos fijamos en un punto concreto. Para Γ_L=0, resulta que :

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

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:

CARTA DE SMITH PARA LA Γ_L



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

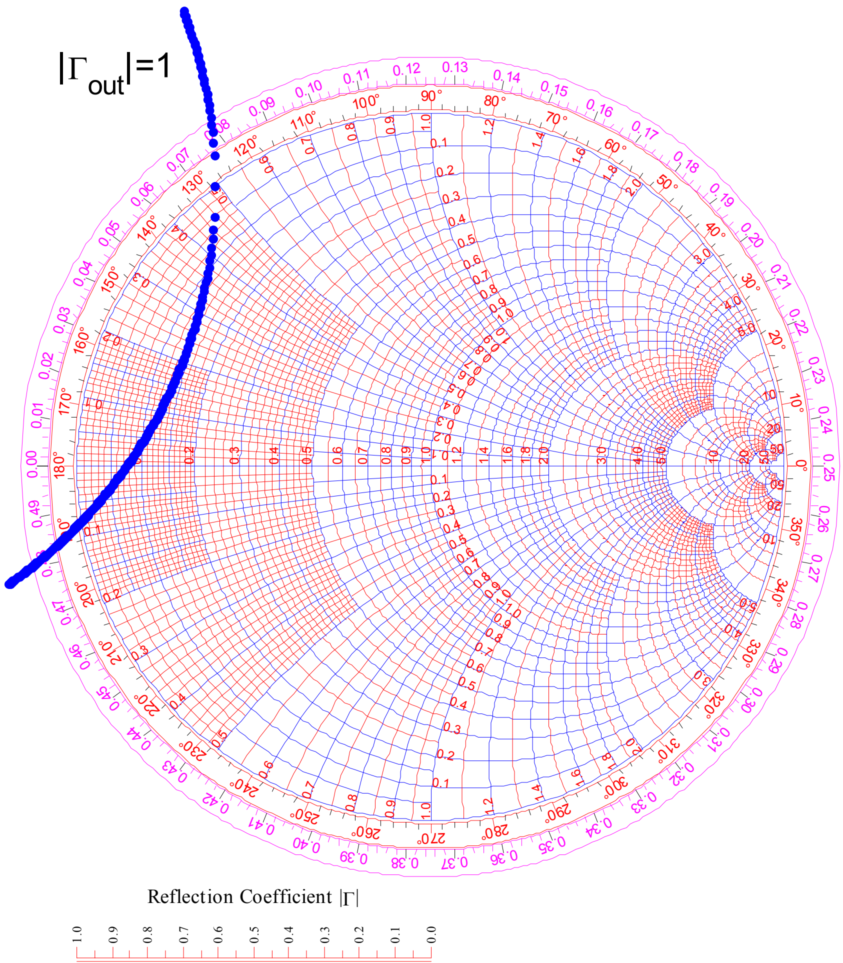
$$\Gamma_S = c + r * e^{j\phi}$$

donde:

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

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

CARTA DE SMITH PARA LA Γ_S



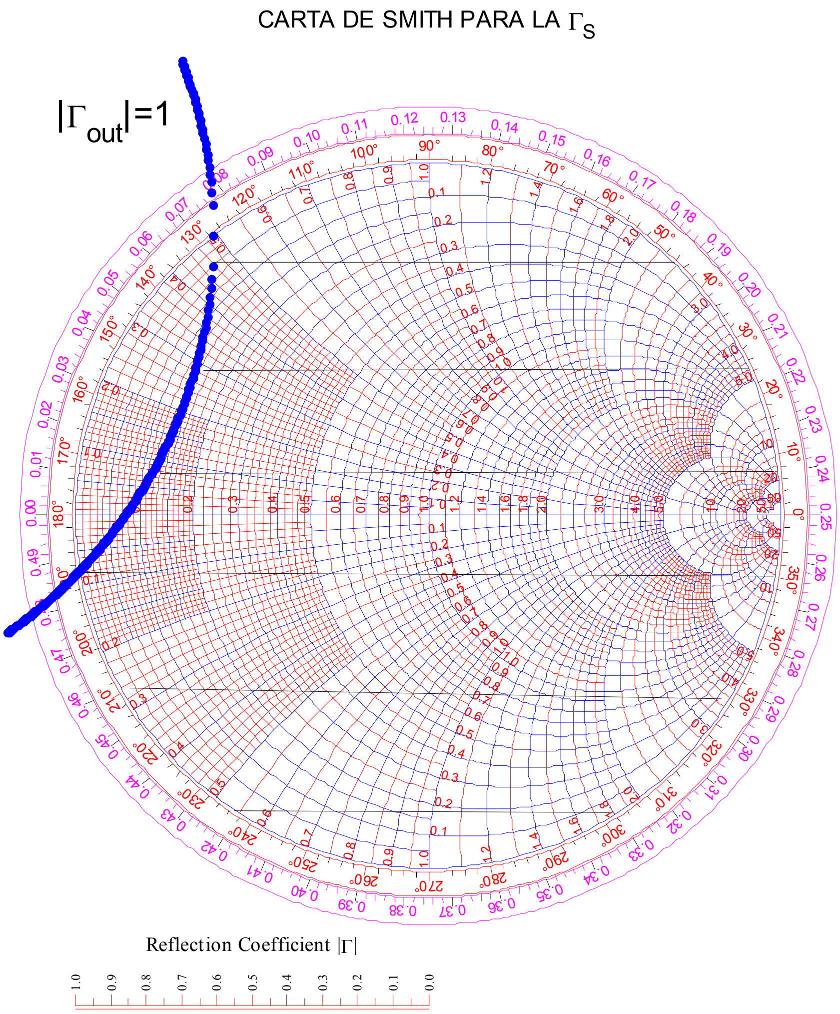
Este círculo separa 2 zonas en la Carta de Smith. En una de ellas $|\Gamma_{out}| > 1$ y en la otra $|\Gamma_{out}| < 1$

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

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

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

Si por el contrario, $\left|S_{22}\right|$<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 es un puerto e inestable en el otro.

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

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

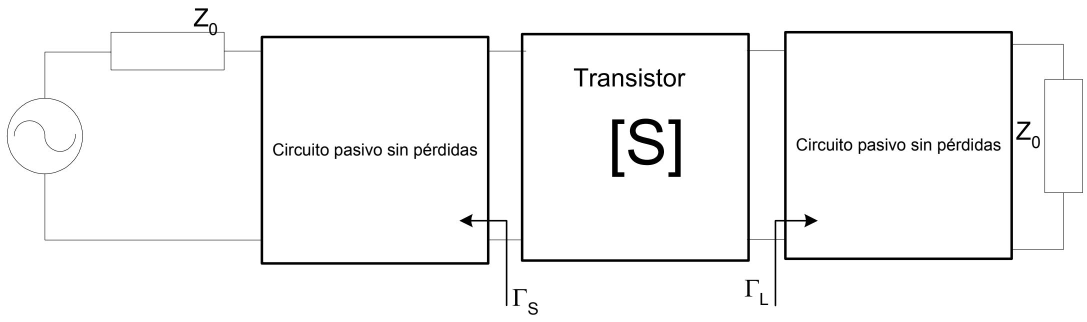
Si K>1, el transistor es incondicionalmente estable. Existe solución de máxima ganancia

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 Fmin
- Segunda etapa para Gmax

Siempre teniendo en cuenta la estabilidad.

4.1.9. COMPORTAMIENTO CON LA FRECUENCIA

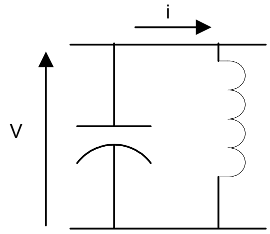
El método que hemos explicado de diseño de amplificadores es válido para amplificadores de banda estrecha ya que estrictamente es para una frecuencia fija. Para banda ancha, existen otros métodos más complicados.

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

4.2 OSCILADORES

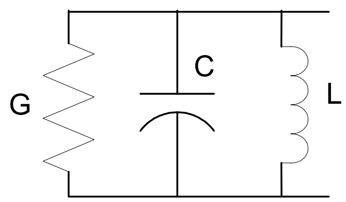
4.2.1 OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSIÓN

Partimos de la siguiente idea intuitiva: para un circuito resonante sin pérdidas:



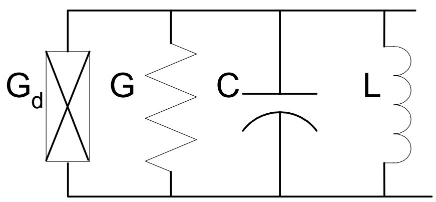
$$V = V_0 \cos\omega_0 t$$
$$I = I_0 \sin\omega_0 t$$
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Y si tiene pérdidas:



$$V = Ae^{-\alpha t}\cos(\omega_1 t + \phi)$$
$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{G}{2C}$$
$$\omega_1 = \omega_0\sqrt{1-\left(\frac{1}{2Q}\right)^2}$$
$$Q = \frac{\omega_0 C}{G}$$
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Si en paralelo con este circuito conectamos un dispositivo con $G < 0$ tenemos:



Y por lo tanto la solución para la tensión es:

$$V = Ae^{-\alpha t}\cos(\omega_1 t + \phi)$$
$$\alpha = \frac{G_T}{2C} = \frac{G + G_d}{2C}$$
$$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{G_T}{2\omega_0 C}\right)^2}$$
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

En función del valor de G_d tenemos diferentes casos:
- Si $G_d > 0$, $\alpha > 0$, oscilaciones amortiguadas
- Si $G_d < 0$, tenemos 3 posibilidades:

a) Si $(G+G_d) > 0$, $\alpha > 0$, oscilaciones amortiguadas
    $G-|G_d| > 0, \Rightarrow G > |G_d|$

b) Si $(G+G_d) < 0$, $\alpha < 0$, oscilaciones crecientes
    $G-|G_d| < 0, \Rightarrow G < |G_d|$

c) Si $(G+G_d) = 0$, $\alpha = 0$, oscilaciones de amplitud constante
    $G-|G_d| = 0, \Rightarrow G = |G_d|$

Para tener, por lo tanto, oscilaciones de amplitud constante se necesita que $G_d=-G$

Esta situación, sin embargo, es absurda ya que si G_d no es exactamente igual a $-G$ (hasta la última cifra decimal), las oscilaciones no son de amplitud constante. Es necesario tener un dispositivo no lineal tal que G_d dependa de la amplitud de la tensión G_d (V) de manera que:

- Para valores bajos de la amplitud (pequeña señal), se cumpla que $\alpha < 0$, es decir,

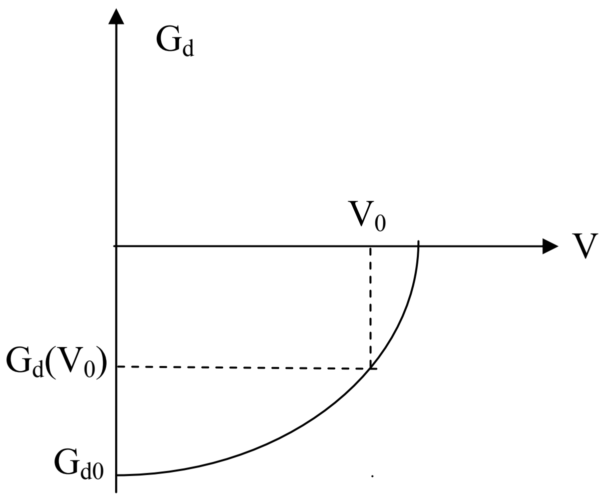
$|G_{d0}| > G$ (pequeña señal)

- Para un valor dado de amplitud V_0, ha de ser $|G_d| = G$, es decir $G_d(V_0) = -G$

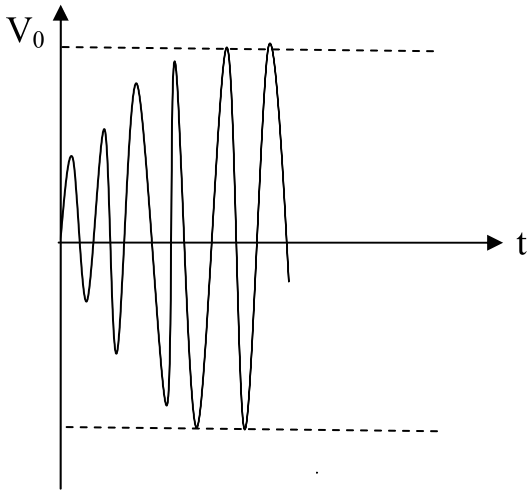
- Para tensiones mayores de V_0, ha de ser $\alpha > 0$, para que la amplitud decrezca hasta V_0:

$|G_d(V)| < G$, *para* $V > V_0$

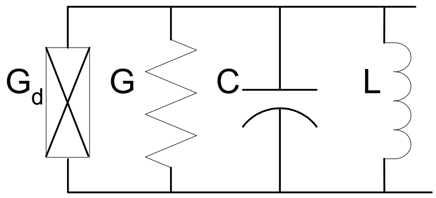
Gráficamente:



De esta manera la señal crecerá a partir de las componentes iniciales de ruido:



La frecuencia de oscilación será la de la resonancia del circuito f_0:
Así, para un circuito resonante paralelo:

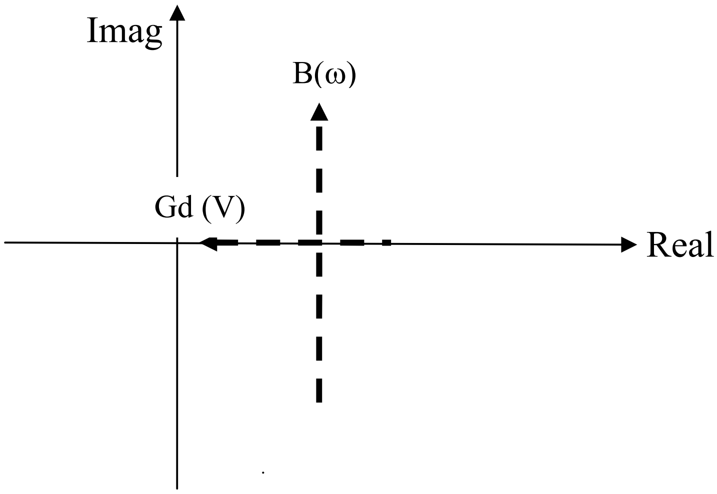


- Condiciones de oscilación: $\left.\begin{array}{l} G_d(V_0)+G=0 \\ B(f_0)=0 \end{array}\right\}$

donde V_0 es la amplitud de oscilación y f_0 la frecuencia de oscilación.

- La condición de estabilidad del oscilador es que $|G_{d0}|>G$, es la condición para que empiece a oscilar.

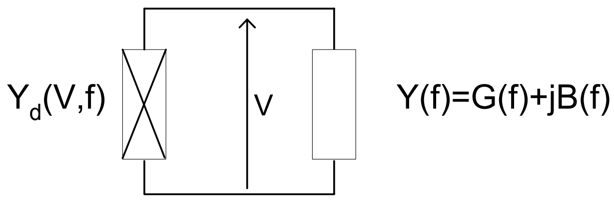
Si dibujamos B(w) y G_d(V):



La intersección de las dos flechas corresponde al punto de oscilación. Estas curvas se denominan:

- Línea de dispositivo: $G_d(V)$
- Línea de carga: $B(\omega)$

De manera general, si tenemos un dispositivo activo de resistencia negativa que no sea puramente resistivo, tendrá una admitancia Y_d que dependerá de la amplitud de tensión de RF: $Y_d(V)$. En este caso, un oscilador es:



$$Y_d(V,f) = G_d(V,f) + jB_d(V,f)$$

En régimen de oscilación estable, la tensión es:

$$V = V_0 \cos(\omega_0 t)$$

donde V_0 y ω_0 cumplen la ecuación:

$$Y_d(V_0,f_0) + Y(f_0) = 0 \quad \Rightarrow \begin{cases} G_d(V_0,f_0) = -G(f_0) \\ B_d(V_0,f_0) = -B(f_0) \end{cases}$$

que es la condición generalizada de oscilación.

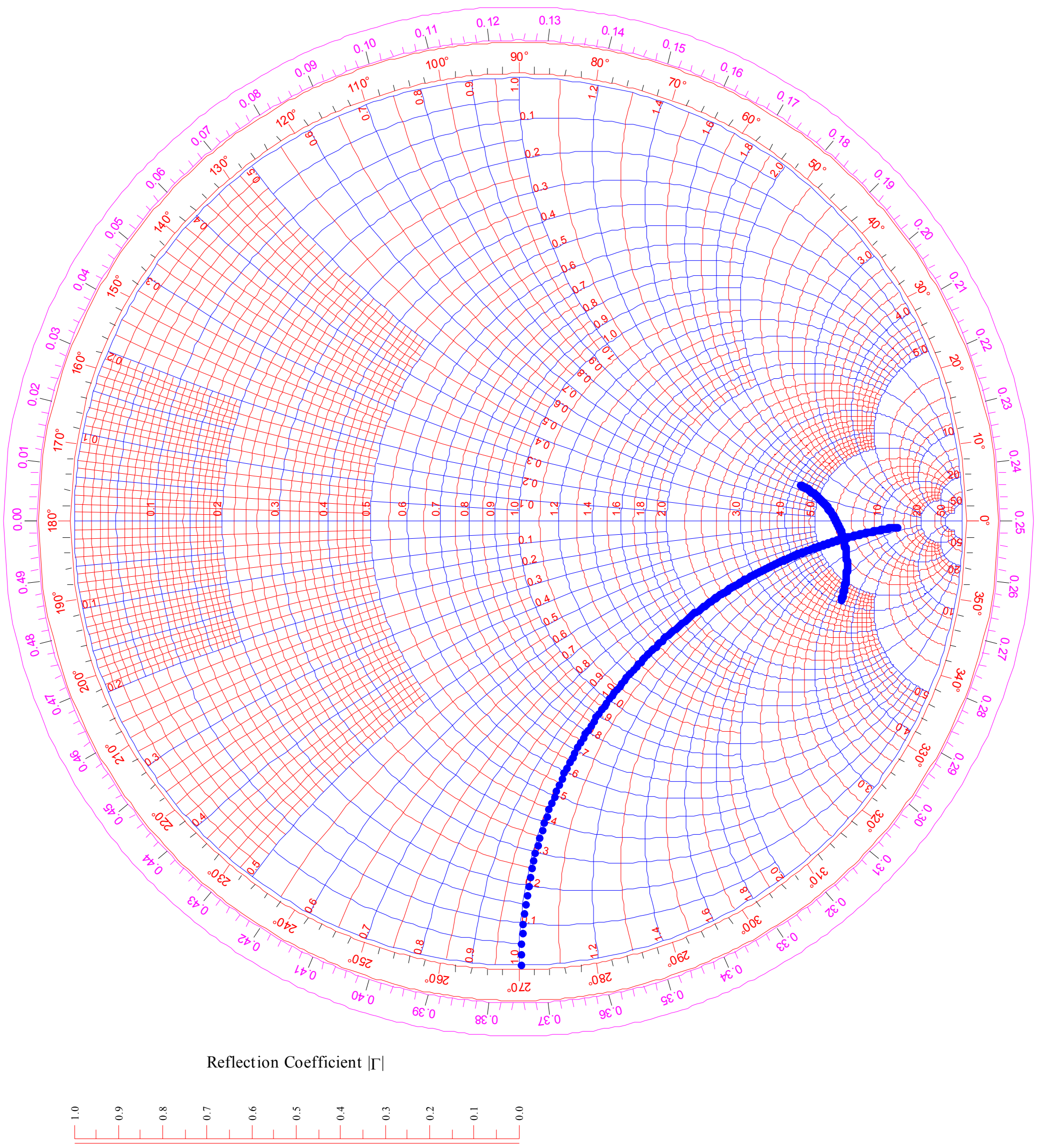
Normalmente la dependencia con la frecuencia del dispositivo es mucho más lenta que la del circuito pasivo y se acostumbra a despreciar:

$$Y_d(V_0) + Y(f_0) = 0$$

Las líneas de dispositivo y carga, en este caso, son más complicadas:

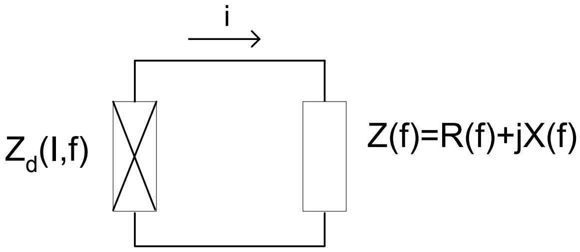
- Línea de dispositivo: $-Y_d(V)$
- Línea de carga: $Y(f)$

Y el punto de cruce de ambas nos da el punto de oscilación:



4.2.2 OSCILADORES CONTROLADOS POR CORRIENTE

Para un dispositivo cuya variación sea función de la corriente en lugar de la tensión, el oscilador que tenemos es:



$$Z_d(I,f) = R_d(I,f) + jX_d(I,f)$$

En régimen de oscilación estable, la corriente es:

$I = I_0 \cos(\omega_0 t)$

donde V_0 y ω_0 cumplen la ecuación:

$$Z_d(I_0, f_0) + Z(f_0) = 0 \quad \Rightarrow \begin{cases} R_d(I_0, f_0) = -R(f_0) \\ X_d(I_0, f_0) = -X(f_0) \end{cases}$$

que es la condición generalizada de oscilación.

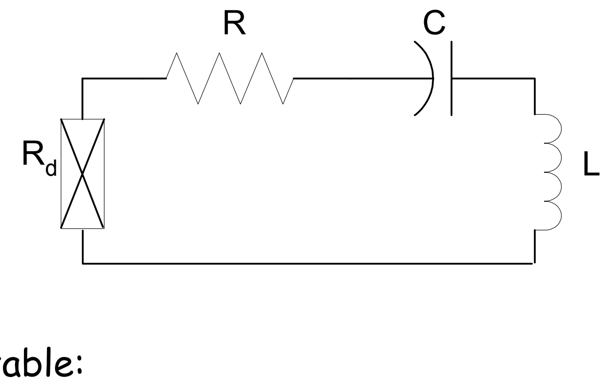
Despreciando la dependencia con la frecuencia del dispositivo:

$Z_d(I_0) = -Z(f_0)$

Las líneas de dispositivo y carga son en este caso:

- Línea de dispositivo: $-Z_d(I)$
- Línea de carga: Z(f)

Y el caso sencillo de este oscilador es:



Oscilación estable:

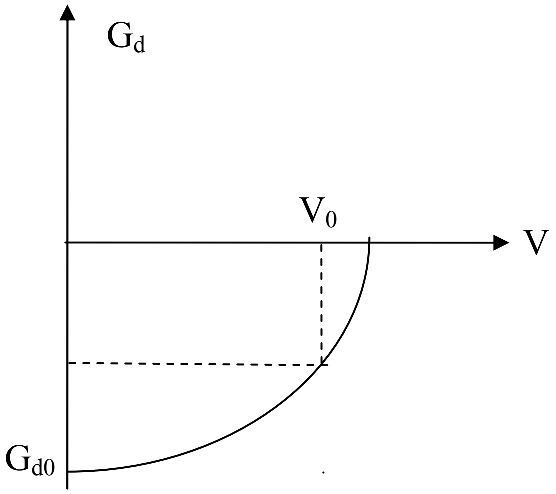
$R_d(I_0) = -R$

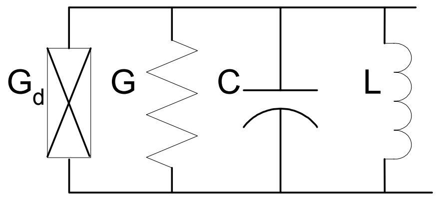
4.2.3 MÁXIMA POTENCIA DE OSCILACIÓN

Supongamos que queremos diseñar un oscilador controlado por tensión. Queremos encontrar cuál es el valor de G óptimo.

Supongamos que $G_d(V)$ se puede expresar con una ecuación cuadrática:

$$G_d(V) = G_{d0} + bV^2$$





$$V = V_0 \cos(\omega_0 t)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

La potencia que disipa G es:

$$P = \frac{1}{2} V^2 G$$

En régimen estable

$$V = V_0$$

tal que

$$G_d(V_0) = -G$$

Como G_d (V_0) cumple la ecuación cuadrática, sustituyendo:

$$G_d(V_0) = G_{d0} + bV_0^2 = -G$$

Y de esta ecuación despejamos el cuadrado de la tensión:

$$G_{d0} + bV_0^2 = -G \quad \rightarrow \quad V_0^2 = \frac{-G - G_{d0}}{b}$$

Y lo sustituimos en la ecuación de la potencia:

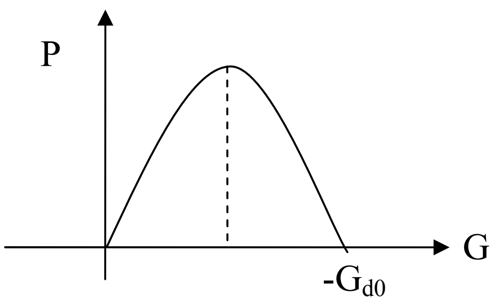
$$P = \frac{1}{2}V_0^2 G = -\frac{1}{2}\frac{\left(G + G_{d0}\right)}{b}G$$

Si representamos esta ecuación en función del valor de G, veremos que tiene forma parabólica, con dos ceros muy fáciles de ver:

$G=0$

$G=-G_{d0}$

Y con un máximo justo en medio de los dos ceros:



Es fácil de calcular el máximo:

$$\frac{dP}{dG} = 0 \quad \rightarrow \quad 2G + G_{d0} = 0 \quad \rightarrow \quad G = -\frac{G_{d0}}{2}$$

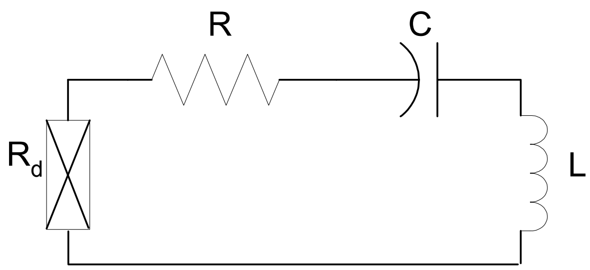
Recordemos que $G_{d0} < 0$,

$$G_{d0} = -\left|G_{d0}\right| \quad \rightarrow \quad G = \frac{\left|G_{d0}\right|}{2}$$

La potencia máxima es entonces:

$$P_{max} = \frac{1}{2b}\left(\frac{-G_{d0}}{2} + G_{d0}\right)\frac{G_{d0}}{2} = \frac{1}{8b}G_{d0}^2$$

En el caso dual, tendremos:



Situación óptima:

$$R_{d0} = -|R_{d0}| \quad \rightarrow \quad R = \frac{|R_{d0}|}{2}$$