

ÍNDICE

- Índice.
- Introducción: definición de osciladores.
- Principios generales del diseño de osciladores.
- Osciladores de un puerto de resistencia negativa.
 - Condiciones de estabilidad de las oscilaciones.
- Osciladores de dos puertos.
 - Condiciones de diseño de osciladores basados en transistores.
 - Osciladores basados en resonadores dieléctricos.
- Conclusiones.



INTRODUCCIÓN: DEFINICIÓN DE OSCILADORES

- Definición: es un sistema electrónico que genera una señal periódica en su salida sin necesidad de aplicar una señal alterna a la entrada.

- Idealmente un oscilador generará una corriente de la siguiente forma:

$$i(t) = A \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) = A \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$$

- En la práctica tanto la amplitud A como la frecuencia f_0 fluctúan alrededor de sus valores medios.
 - Una fluctuación ruidosa en la amplitud que generalmente tiene una potencia pequeña.
 - Una segunda fluctuación denominada ruido de fase.
 - Los criterios para hacer el diseño del oscilador serán:
 - Fijar los niveles de A y f_0
 - Minimización del ruido de fase.
 - En las circunstancias anteriores, ajustar la frecuencia de oscilación.

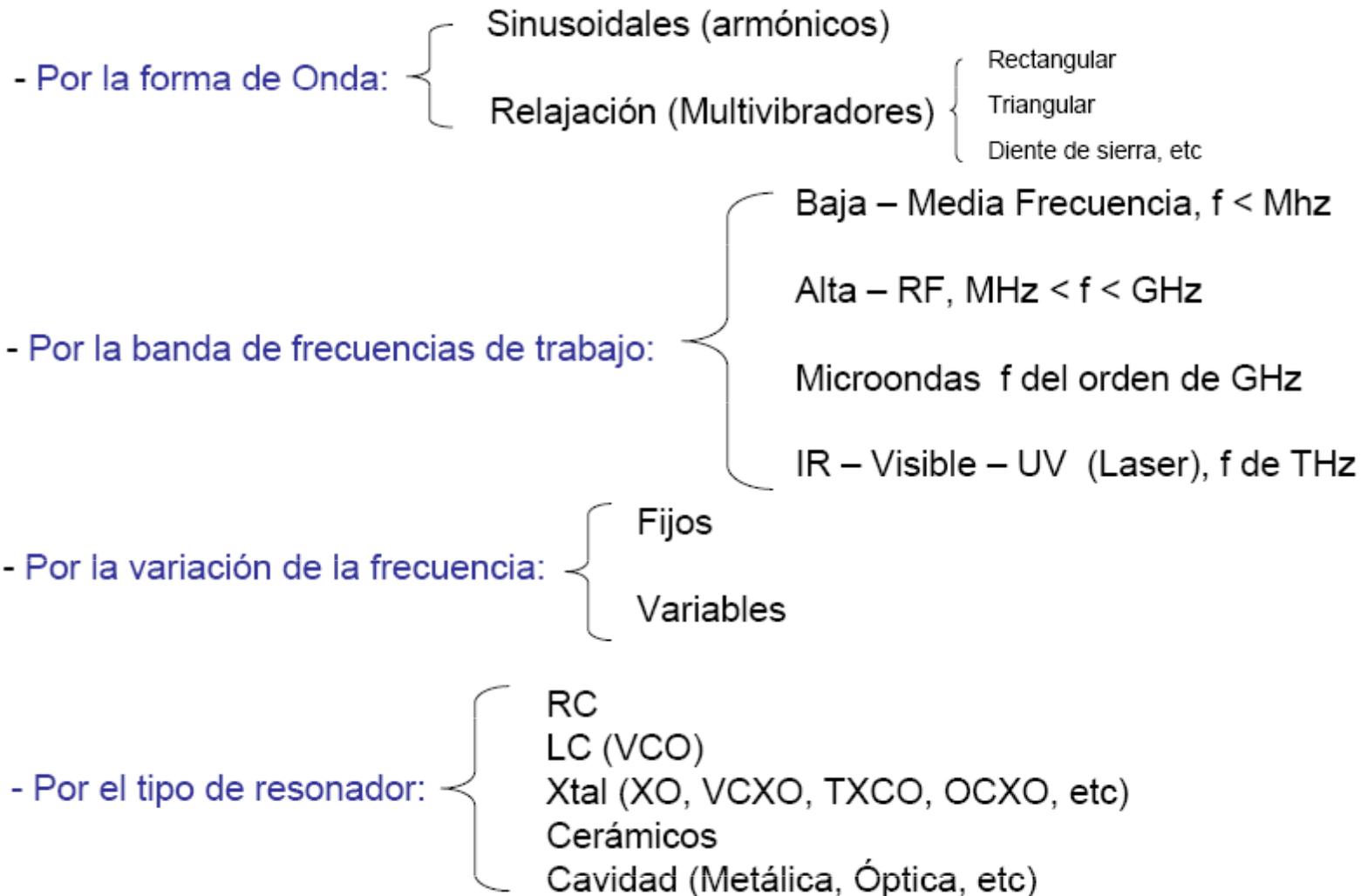


INTRODUCCIÓN: DEFINICIÓN DE OSCILADORES (II)

- Fundamentos:
 - La señal alterna de salida se obtiene a partir de la energía continua de polarización del dispositivo.
 - Podría definirse el oscilador como: **un circuito que transforma la energía continua en energía alterna.**
 - La señal alterna se puede estudiar en el dominio del tiempo o de la frecuencia.
- Componentes:
 - Un elemento de resistencia negativa, típicamente un dispositivo activo que puede ser un diodo o un transistor.
 - Una estructura resonante pasiva que fuerza una oscilación sinusoidal.
 - Una estructura de acoplamiento entre las dos anteriores.
- Elementos activos utilizados:
 - Dispositivos de dos terminales:
 - Diodo GUNN: ruido de fase pequeño.
 - Diodo IMPATT: potencia de salida alta y buena eficiencia.
 - Dispositivos de tres terminales: BJT y FET.



CLASIFICACIÓN DE OSCILADORES



PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS DE UN OSCILADOR

- Frecuencia (Central, Nominal)
- Margen de Sintonía
- Estabilidad
 - Largo Plazo (Deriva con la temperatura)
 - Corto Plazo: Ruido de Fase
- Potencias y rendimientos
- Pureza Espectral: Nivel Armónicos, Nivel de Espurias
- Figura de “Pulling”
- Figura de “Pushing”



PROPIEDADES DE LOS RESONADORES TÍPICOS

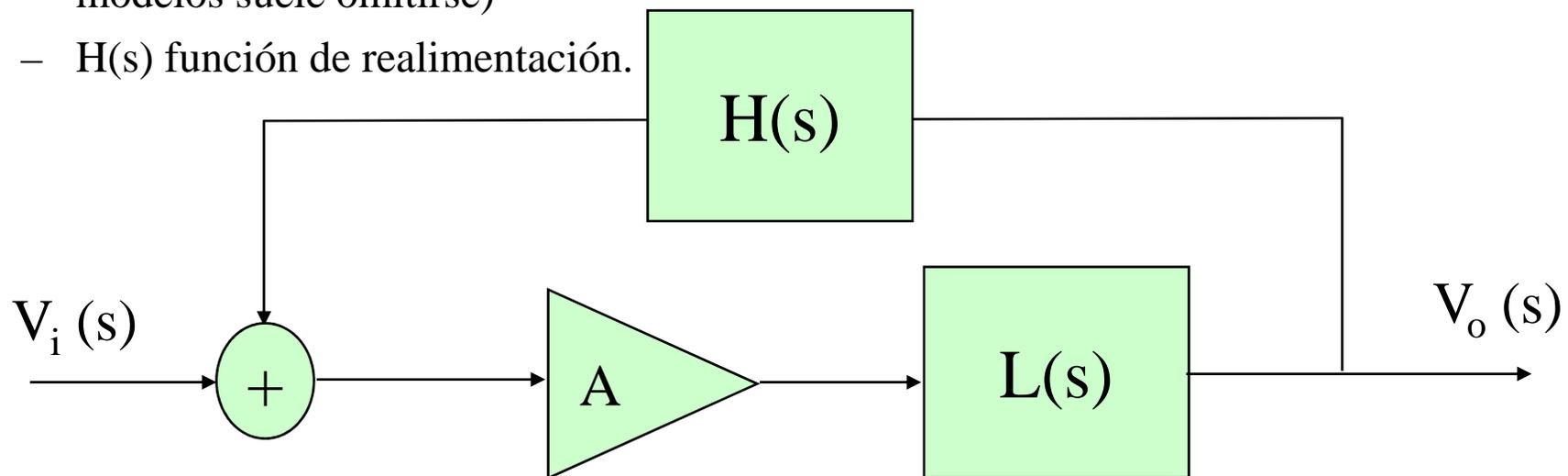
Propiedades de los resonadores típicos.

Tipo de Resonador	Margen de Frecuencia	Factor de Calidad	Estabilidad Térmica	Comentarios
RC (Multivibrador)	< 10 MHz	< 10	Mala	Sintonía 1 a 2 décadas
LC	1MHz a 1 GHz	10^4 a 10^2	Mediocre	Q limitados por las L
Circuitos LC integrados uO	1 GHz a 10 GHz	10^2 a 10	Mala	L y C integradas en AsGa
Cristal Cuarzo	100 KHz a 250 MHz	10^6 a 10^4	Muy Buena (*)	Patrón
SAW y cerámicas	10 MHz a 1 GHz	10^6 a 10^4	Muy Buena (*)	Muy Estables
Líneas coaxiales	100 MHz a 10 GHz	10^4 a 10^2	Mediocre	Fácil construcción
Cavidades guíaonda	1 GHz a 100 GHz	10^5 a 10^3	Mediocre	Inestable con la Temperatura
Cavidades dieléctricas	1 GHz a 20 GHz	10^5 a 10^3	Buena	Muy estables Reducido tamaño
Diodos varactores	10 MHz a 20 GHz	10^2 a 10	Mala	Sintonía 1 octava
Cavidad YIG	1 GHz a 20 GHz	10^4 a 10^3	Mediocre	Sintonía en 50%



PRINCIPIOS BÁSICOS DEL DISEÑO DE OSCILADORES

- Principio: se parte de la aproximación de la teoría clásica de control con puertos de entrada y salida. Posteriormente se pasará a dispositivos de un puerto (mejor aproximación en frecuencias de microondas ya que en ocasiones la realimentación se puede hacer dentro del mismo elemento activo).
- Valores en la expresión anterior:
 - A: ganancia del elemento activo.
 - $L(s)$: función de transferencia del limitador de salida del amplificador (en numerosos modelos suele omitirse)
 - $H(s)$ función de realimentación.



PRINCIPIOS BÁSICOS DEL DISEÑO DE OSCILADORES

$$V_o(s) = A \cdot L(s) \cdot [V_i(s) + H(s) \cdot V_o(s)]$$
$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A \cdot L(s)}{1 - A \cdot L(s) \cdot H(s)} \quad \xrightarrow{\text{sin limitador}} \quad \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A}{1 - A \cdot H(s)}$$

Los polos del sistema están dados por:

$$1 - A \cdot L(s) \cdot H(s) = 0$$

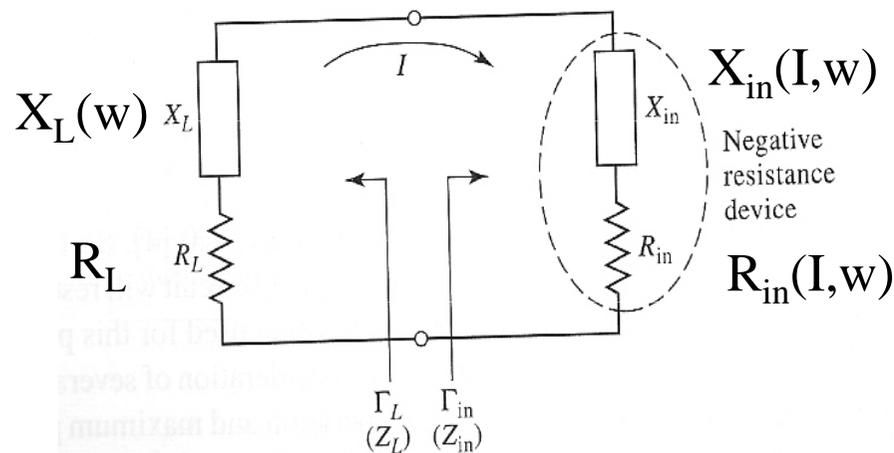
Para la condición de régimen estacionario, los polos están en el eje imaginario y la condición de oscilación viene dada por la condición de Barkhausen:

$$\begin{cases} \operatorname{Re}[A \cdot L(j\omega_0) \cdot H(j\omega_0)] = 1 \\ \operatorname{Im}[A \cdot L(j\omega_0) \cdot H(j\omega_0)] = 0 \end{cases}$$



OSCILADORES DE UN PUERTO DE RESISTENCIA NEGATIVA

Esquema circuitual



Define la capacidad de oscilación

$$[Z_L(\omega) + Z_{in}(I, \omega)] \cdot I = 0 \Rightarrow \begin{cases} R_L(\omega) + R_{in}(I, \omega) = 0 \\ X_L(\omega) + X_{in}(I, \omega) = 0 \end{cases}$$

Define la frecuencia de oscilación

- Un oscilador puede considerarse como un dispositivo de un puerto de “resistencia negativa”.

- Entran en juego dos impedancias:

- Impedancia del dispositivo

$$Z_{in}(I, \omega) = R_{in}(I, \omega) + jX_{in}(I, \omega)$$

- Depende de la corriente y en menor medida de la frecuencia.

- Impedancia de carga del circuito a la que se transfiere la energía de la oscilación:

$$Z_L(\omega) = R_L + jX_L(\omega)$$

- Depende de la frecuencia de sintonía

Condición de oscilación: $I \neq 0$ en la frecuencia de microondas en ausencia de señal de microondas.



OSCILADORES DE UN PUERTO DE RESISTENCIA NEGATIVA

- Segunda forma de definir la condición de oscilación:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{-Z_{in} - Z_0}{-Z_{in} + Z_0} = \frac{Z_{in} + Z_0}{Z_{in} - Z_0} = \frac{1}{\Gamma_{in}} \Rightarrow$$
$$\Rightarrow \Gamma_L \cdot \Gamma_{in} = 1 \Rightarrow \begin{cases} |\Gamma_L| \cdot |\Gamma_{in}| = 1 \\ \arg(\Gamma_L) + \arg(\Gamma_{in}) = 2n\pi \end{cases}$$

- Condición de arranque: globalmente la resistencia total debe satisfacer

$$R_T(I, \omega) = R_L + R_{in}(I, \omega) < 0$$

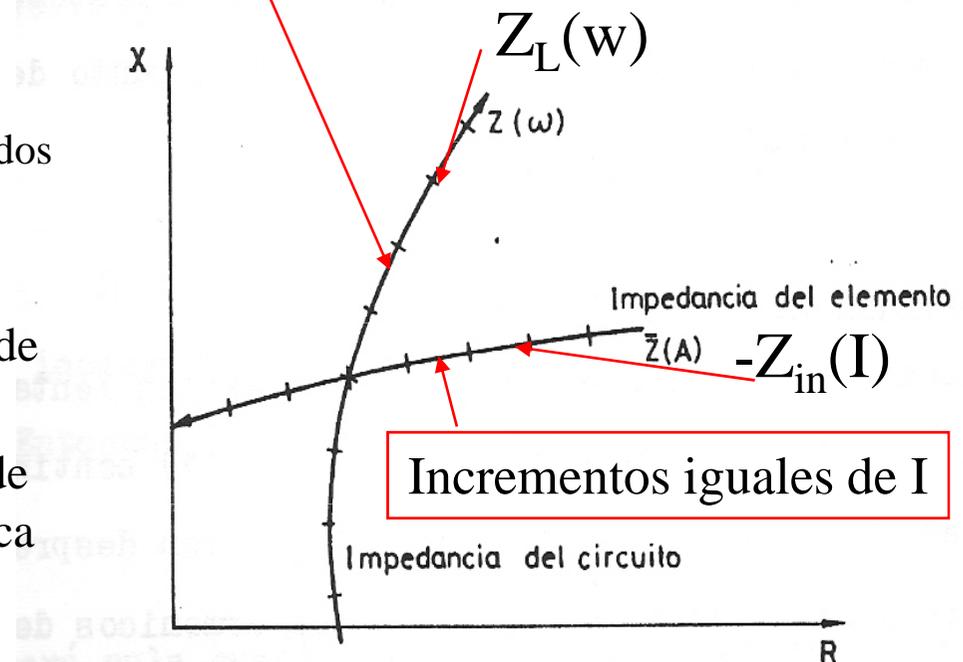
- La R_{in} tiene que ser menos negativa hasta alcanzar I_0 (amplitud de oscilación) a la frecuencia ω_0 .
- A las condiciones anteriores hay que añadir una condición de estabilidad de la oscilación.



OSCILADORES DE UN PUERTO DE RESISTENCIA NEGATIVA

- Consideraciones finales sobre la condición de oscilación:
 - La dependencia de $Z_{in}(I, \omega)$ con ω es pequeña por lo que pondremos $Z_{in}(I)$
 - Se van a representar gráficamente las dos curvas: $Z_{in}(I)$ y $Z_L(\omega)$
- Interpretación de la curva:
 - Para una corriente I dada el valor de $-Z_{in}(I)$ indica el punto de trabajo.
 - En régimen permanente el punto de intersección de ambas curvas indica el punto de trabajo o punto de la oscilación (I_0, ω_0)

Incrementos iguales de frecuencia



CONDICIONES DE ESTABILIDAD DE LA OSCILACIÓN DE UN OSCILADOR (I)

- Definición: se dice que una oscilación es estable cuando cualquier variación que se produzca en los parámetros de la oscilación (I, ω) , los efectos en dichos parámetros deberán compensarse de forma que no haya desplazamientos en el valor de la oscilación (I_0, ω_0) .
- Cuantificación del parámetro de estabilidad de la oscilación:
 - Desarrollo de $Z_T(I, \omega)$ en serie de Taylor y extracción de condiciones.
 - A partir de la representación de las curvas del elemento activo y de la carga.



CONDICIONES DE ESTABILIDAD DE LA OSCILACIÓN DE UN OSCILADOR (II)

- Desarrollo de la primera de las condiciones:
 - Definición: Si una oscilación es estable, una variación de (I, ω) en un sentido debe conducir a un incremento de los parámetros en sentido contrario que compense la variación anterior.

- Definición de la frecuencia compleja en el plano de Laplace:

$$Z_T(I, s) = Z_L(s) + Z_{in}(I, s) = 0$$

- Se hace un desarrollo en serie de Taylor alrededor de (I_0, s_0)

$$Z_T(I, s) = Z_T(I_0, s_0) + \left. \frac{\partial Z_T}{\partial s} \right|_{I_0, s_0} \cdot \delta s + \left. \frac{\partial Z_T}{\partial I} \right|_{I_0, s_0} \cdot \delta I = 0$$

$$\left. \frac{\partial Z_T}{\partial s} \right|_{I_0, s_0} = -j \frac{\partial Z_T}{\partial \omega}; s_0 = j\omega_0; Z_T(I_0, s_0) = 0$$

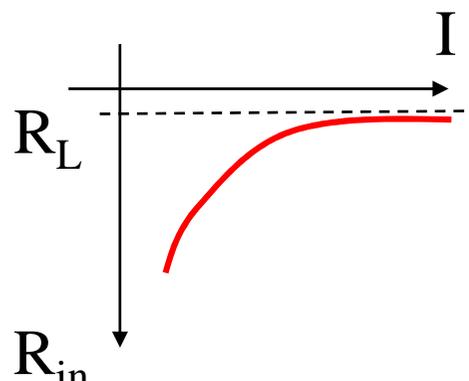
- Veamos qué ocurre si hay una variación en la frecuencia compleja

$$\delta s = \delta\alpha + j \cdot \delta\beta = \frac{\left. \frac{\partial Z_T}{\partial I} \right|_{I_0, s_0}}{\left. \frac{\partial Z_T}{\partial s} \right|_{I_0, s_0}} \cdot \delta I = \frac{-j \cdot \left(\frac{\partial Z_T}{\partial I} \right) \cdot \left(\frac{\partial Z_T^*}{\partial \omega} \right)}{\left| \frac{\partial Z_T}{\partial \omega} \right|^2} \cdot \delta I$$



CONDICIONES DE ESTABILIDAD DE LA OSCILACIÓN DE UN OSCILADOR (III)

Si la variación es tal que $\delta I > 0$, la compensación de dicha variación deberá hacer $\delta \alpha < 0$



$$\Rightarrow \text{Im} \left\{ \frac{\partial Z_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial Z_T^*}{\partial \omega} \right\} < 0 \Rightarrow \frac{\partial R_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_T}{\partial \omega} - \frac{\partial X_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_T}{\partial \omega} > 0$$

pero: $\frac{\partial R_L}{\partial I} = \frac{\partial X_L}{\partial I} = \frac{\partial R_L}{\partial \omega} = 0$

$$\underline{\frac{\partial R_{in}}{\partial I}} \cdot \frac{\partial (X_L + X_{in})}{\partial \omega} - \underline{\frac{\partial X_{in}}{\partial I} \cdot \frac{\partial (R_{in})}{\partial \omega}} > 0$$

Termino positivo

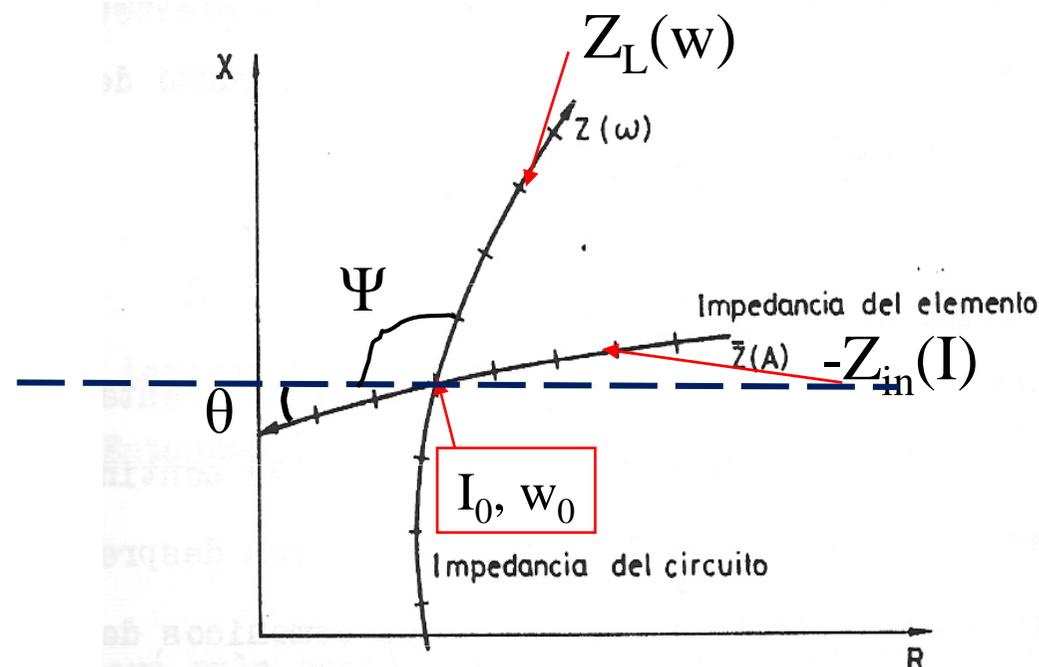
Termino positivo pero pequeño

$$\frac{\partial (X_L + X_{in})}{\partial \omega} \gg 0 \Rightarrow \frac{L \cdot \omega}{R} \uparrow \uparrow \Rightarrow Q \uparrow \uparrow$$



CONDICIONES DE ESTABILIDAD DE LA OSCILACIÓN DE UN OSCILADOR (IV)

- Desarrollo de la segunda de las condiciones:
 - Definición: supongamos que la corriente, I , sufre un incremento δI sobre el valor de régimen permanente. Si δI disminuye con el tiempo, el punto de intersección entre las curvas de impedancia del elemento y del circuito será estable. Recíprocamente si δI aumenta con el tiempo, el punto será inestable.
 - La figura muestra las curvas de las impedancias con los ángulos Ψ de $Z_L(\omega)$ y θ de $-Z_{in}(I)$

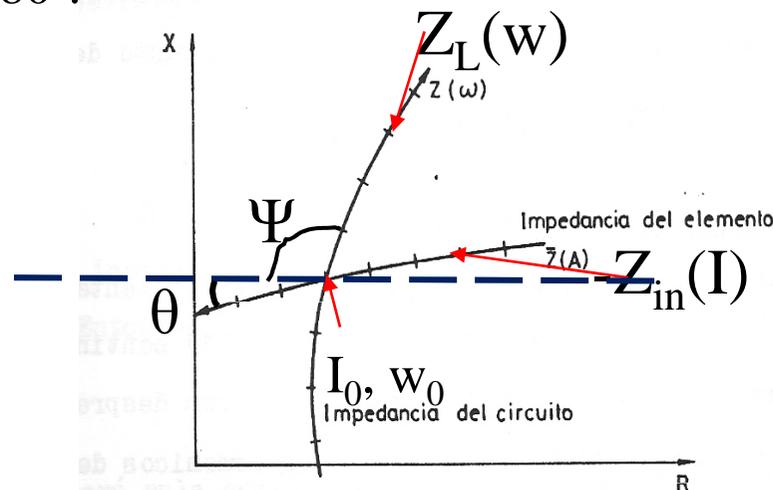


CONDICIONES DE ESTABILIDAD DE LA OSCILACIÓN DE UN OSCILADOR (V)

- Para que una oscilación sea estable en un punto (I_0, ω_0) se tiene que verificar:

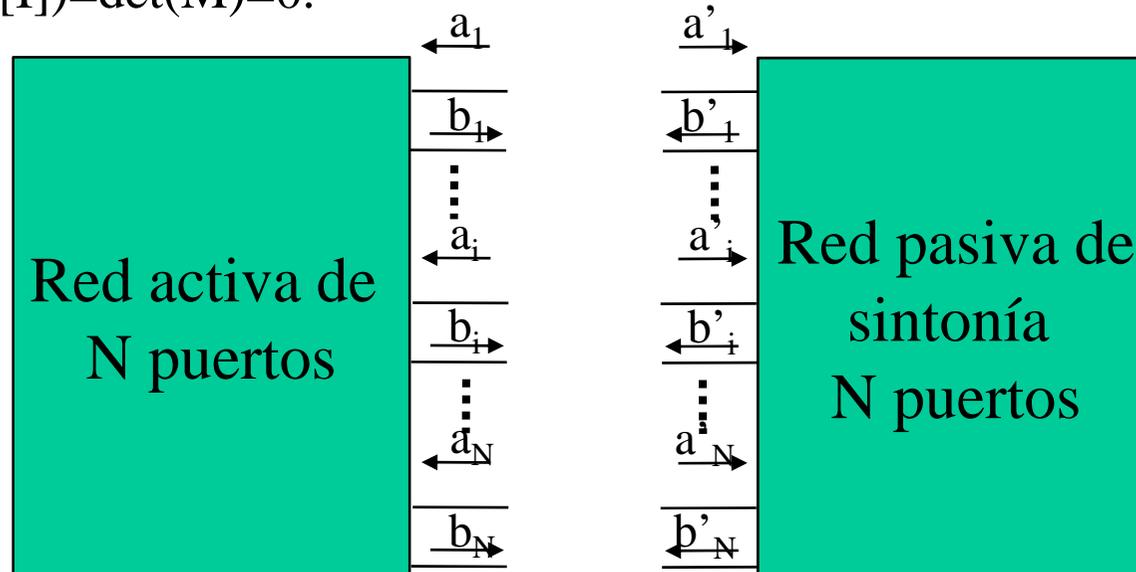
$$I_0 \cdot \left| \frac{\partial Z_{in}(I_0)}{\partial I} \right| \cdot |Z'_T(\omega_0)| \sin(\theta + \Psi) > 0$$

- Esto supone que el seno tiene que ser positivo y el ángulo $0^\circ < (\theta + \Psi) < 180^\circ$
- Teorema: Para que un punto de trabajo sea estable, el ángulo medido en sentido horario entre la dirección marcada por la flecha de la curva de impedancia del elemento y la marcada por la flecha de la curva de impedancia del circuito, debe ser menor de 180° .



CONDICIONES DE OSCILACIÓN PARA REDES DE N PUERTAS (I)

- Ecuaciones de la red activa: $B=[S]A$
- Ecuaciones de la red pasiva de sintonía: $B'=[S']A'$
- Si se ven las redes se puede poner: $B'=A$; $B=A'$
- Si se ponen todas las ecuaciones en función de A' que es la excitación de la red pasiva: $A'=[S][S']A'$ ó $([S][S']-[I])A'=0$
- Dado que $A' \neq 0$, para que el sistema anterior tenga solución es necesario que $\det([S][S']-[I])=\det(M)=0$.



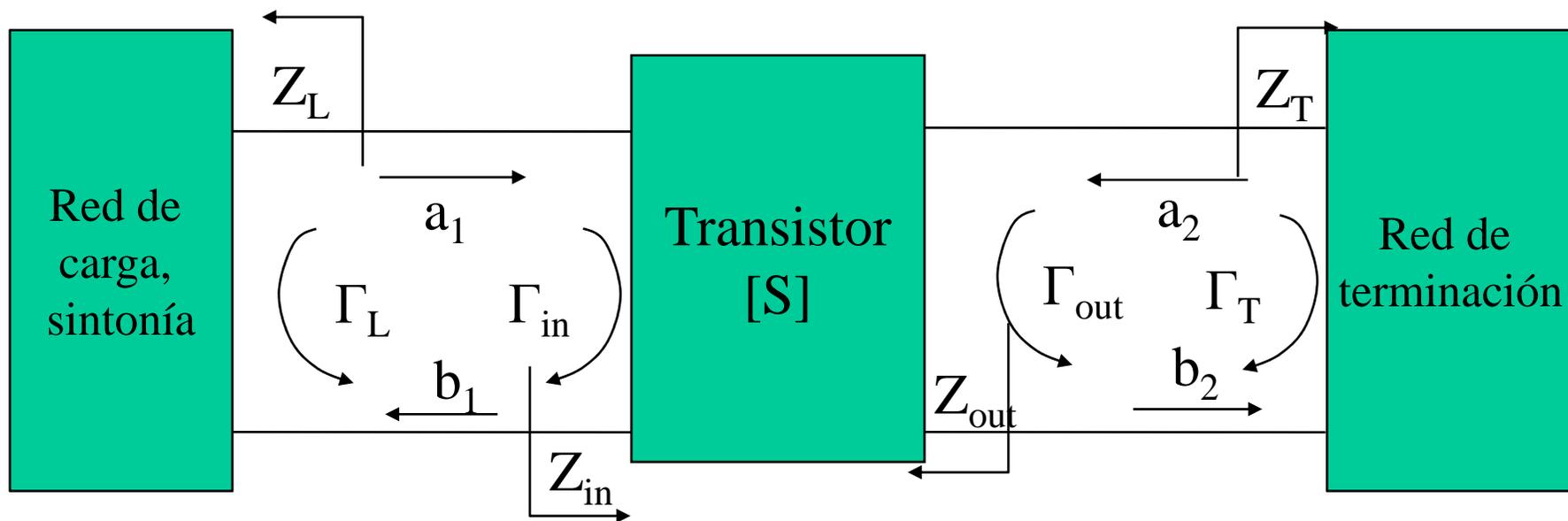
CONDICIONES DE OSCILACIÓN PARA REDES DE N PUERTAS (II): particularización para redes de 2 puertas

- La matriz S de la red activa y de la red pasiva vienen dadas por:

$$S = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix}; S' = \begin{bmatrix} \Gamma_L & 0 \\ 0 & \Gamma_T \end{bmatrix} \Rightarrow \det \begin{bmatrix} s_{11} \cdot \Gamma_L - 1 & s_{12} \cdot \Gamma_T \\ s_{21} \cdot \Gamma_L & s_{22} \cdot \Gamma_T - 1 \end{bmatrix} = 0$$

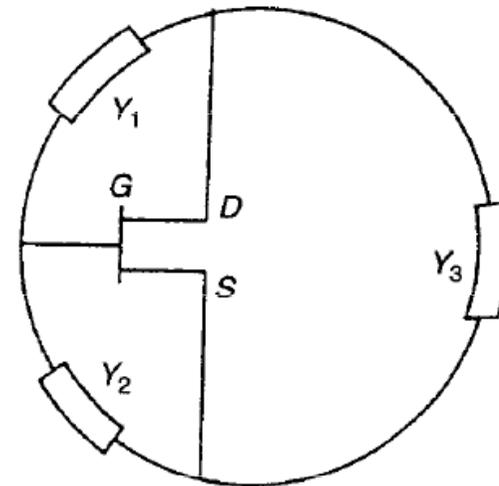
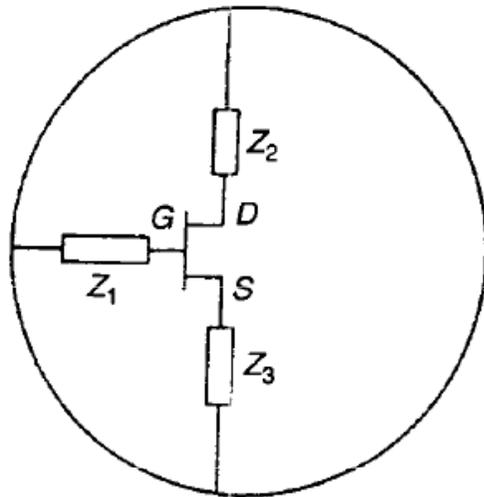
- De donde se obtienen las dos ecuaciones siguientes (que se satisfacen a la vez):

$$\frac{1}{\Gamma_L} = s_{11} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma_T}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_T} \Rightarrow \Gamma_L \cdot \Gamma_{in} = 1; \frac{1}{\Gamma_T} = s_{22} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - s_{11} \cdot \Gamma_L} \Rightarrow \Gamma_T \cdot \Gamma_{out} = 1$$



OSCILADORES A TRANSISTOR: CONFIGURACIONES

- Los osciladores se pueden clasificar atendiendo al tipo de resonador al que se conectan: basados en resonador dieléctrico (DROs), osciladores con resonadores con líneas de transmisión, osciladores sintonizados con YIG, VCOs y osciladores con filtros SAW.
- Tipos de osciladores:
 - Configuración serie como se muestra en la figura de la izquierda.
 - Configuración paralelo como se muestra en la figura de la derecha.



DESCRIPCIÓN DE UN TRANSISTOR COMO RED DE TRES PUERTOS

- Un transistor es una red de tres puertos aunque los fabricantes, en pequeña señal, dan parámetros de dos puertos para una configuración en emisor común.
- Los parámetros dados por el fabricante no suelen ser válidos para el diseño de un oscilador. Esto es así porque la configuración no suele ser de emisor común o hay elementos reactivos conectados para aumentar el carácter inestable, hay que transformar los parámetros.
- El proceso para la obtención de los parámetros S en la configuración dada es:
 - Transformación de los parámetros de dos puertos en configuración de emisor común a una matriz de parámetros de tres puertos.
 - Transformación de la matriz de tres puertos a una nueva matriz de dos puertos
 - La matriz de tres puertos tiene las siguientes propiedades:
 - El terminal 1 es la base (puerta), el 2 el colector (drenador) y el 3 el emisor (surtidor)
 - En la matriz de 3 puertos todos los elementos no son independientes ya que la suma de las filas y columnas es 1.

$$\sum_{i=1}^3 \hat{s}_{ij} = 1; j = 1,2,3$$

$$\sum_{j=1}^3 \hat{s}_{ij} = 1; i = 1,2,3$$



DESCRIPCIÓN DE UN TRANSISTOR COMO RED DE TRES PUERTOS

- Matriz de tres puertos

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{s}_{11} & \hat{s}_{12} & \hat{s}_{13} \\ \hat{s}_{21} & \hat{s}_{22} & \hat{s}_{23} \\ \hat{s}_{31} & \hat{s}_{32} & \hat{s}_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = [S]_{3 \times 3} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}$$

- Parámetros de la expresión anterior:

$$\sigma = s_{11EC} + s_{12EC} + s_{21EC} + s_{22EC}$$

$$\sigma_{11} = 1 - s_{11EC} - s_{12EC}$$

$$\sigma_{12} = 1 - s_{11EC} - s_{21EC}$$

$$\sigma_{21} = 1 - s_{22EC} - s_{12EC}$$

$$\sigma_{22} = 1 - s_{22EC} - s_{21EC}$$

- Dependencia entre los parámetros $[S]_{3 \times 3}$

$$\sum_{i=1}^3 \hat{s}_{ij} = 1; j = 1, 2, 3 \Rightarrow \sum_{j=1}^3 \hat{s}_{ij} = 1; i = 1, 2, 3$$

- Transformar en la nueva red de dos puertos (supongamos que se conecta una carga de coeficiente Γ al emisor)

- Expresiones de los parámetros $[S]_{3 \times 3}$ en función de los dados

$$s_{11OL} = \hat{s}_{11} - \frac{\hat{s}_{13} \cdot \hat{s}_{31}}{\hat{s}_{33} - \Gamma^{-1}} \quad s_{12OL} = \hat{s}_{12} - \frac{\hat{s}_{13} \cdot \hat{s}_{32}}{\hat{s}_{33} - \Gamma^{-1}}$$

$$s_{21OL} = \hat{s}_{21} - \frac{\hat{s}_{23} \cdot \hat{s}_{31}}{\hat{s}_{33} - \Gamma^{-1}} \quad s_{22OL} = \hat{s}_{22} - \frac{\hat{s}_{23} \cdot \hat{s}_{32}}{\hat{s}_{33} - \Gamma^{-1}}$$

$$\hat{s}_{11} = s_{11EC} + \frac{\sigma_{11} \cdot \sigma_{12}}{4 - \sigma} \quad \hat{s}_{12} = s_{12EC} + \frac{\sigma_{11} \cdot \sigma_{21}}{4 - \sigma} \quad \hat{s}_{13EC} = \frac{2\sigma_{11}}{4 - \sigma}$$

$$\hat{s}_{21} = s_{21EC} + \frac{\sigma_{22} \cdot \sigma_{12}}{4 - \sigma} \quad \hat{s}_{22} = s_{22EC} + \frac{\sigma_{22} \cdot \sigma_{21}}{4 - \sigma} \quad \hat{s}_{23EC} = \frac{2\sigma_{22}}{4 - \sigma}$$

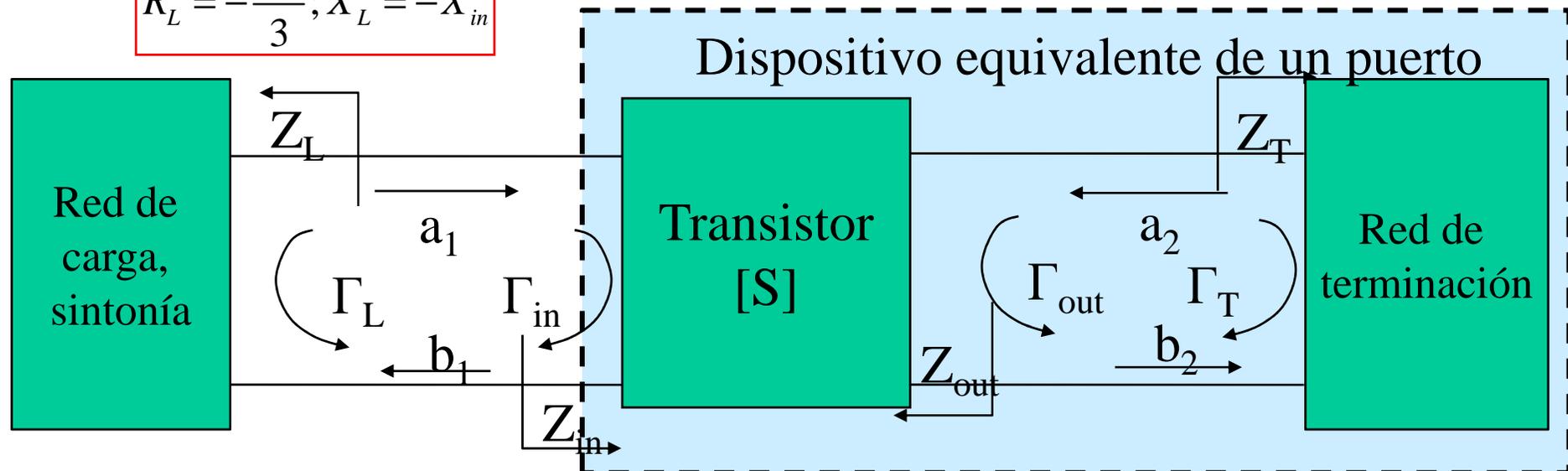
$$\hat{s}_{31} = \frac{2\sigma_{12}}{4 - \sigma} \quad \hat{s}_{32} = \frac{2\sigma_{21}}{4 - \sigma} \quad \hat{s}_{33} = \frac{\sigma}{4 - \sigma}$$



OSCILADORES A TRANSISTOR

- Se llega a un dispositivo equivalente de un puerto una vez que se carga un transistor en configuración INESTABLE por una carga (en dicha región).
- Se buscan configuraciones de transistor con gran inestabilidad, típicamente puerta común o surtidor común (cargado por elementos reactivos). El proceso es:
 - Selección de la carga inestable en el plano Γ_T .
 - Adaptar la carga Z_L a Z_{in} . Como se han utilizado parámetros de pequeña señal resulta:

$$R_L = -\frac{R_{in}}{3}; X_L = -X_{in}$$



OSCILADOR A TRANSISTOR: ejemplo, Pozar 11.9

- Se quiere diseñar un oscilador a 4 GHz en una configuración en puerta común con una inductancia en serie de 5 nH para aumentar la inestabilidad. Defina el oscilador sabiendo la matriz S.

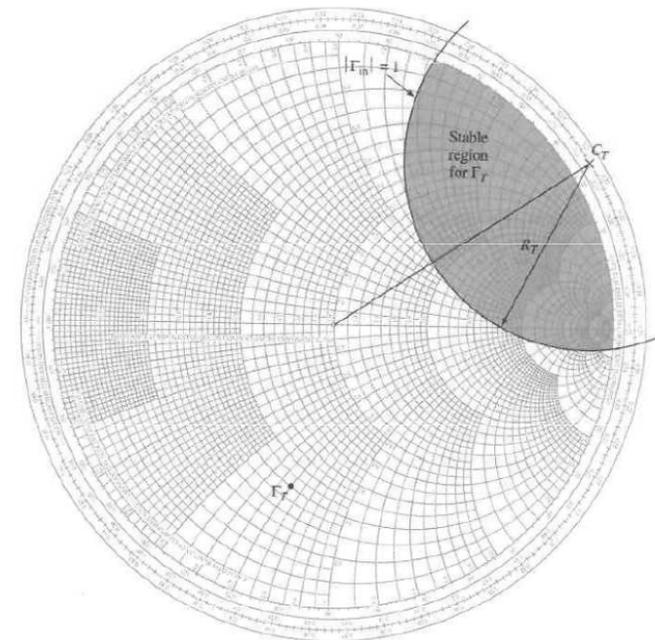
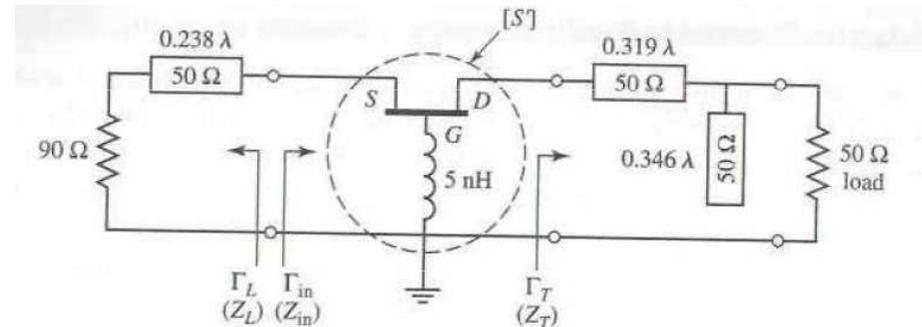
Solución

- Datos: matriz S en emisor común

$$S = \begin{bmatrix} 0.72_{-116^\circ} & 0.03_{57^\circ} \\ 2.60_{76^\circ} & 0.73_{-54^\circ} \end{bmatrix}$$

- Matriz S con inductancia a partir de la transformación de 2 a 3 terminales y luego a la nueva red de 2 (transistor más bobina)

$$S = \begin{bmatrix} 2.18_{-35^\circ} & 1.26_{18^\circ} \\ 2.75_{96^\circ} & 0.52_{155^\circ} \end{bmatrix}$$



OSCILADOR A TRANSISTOR: ejemplo, Pozar 11.9

Solución, continuación.

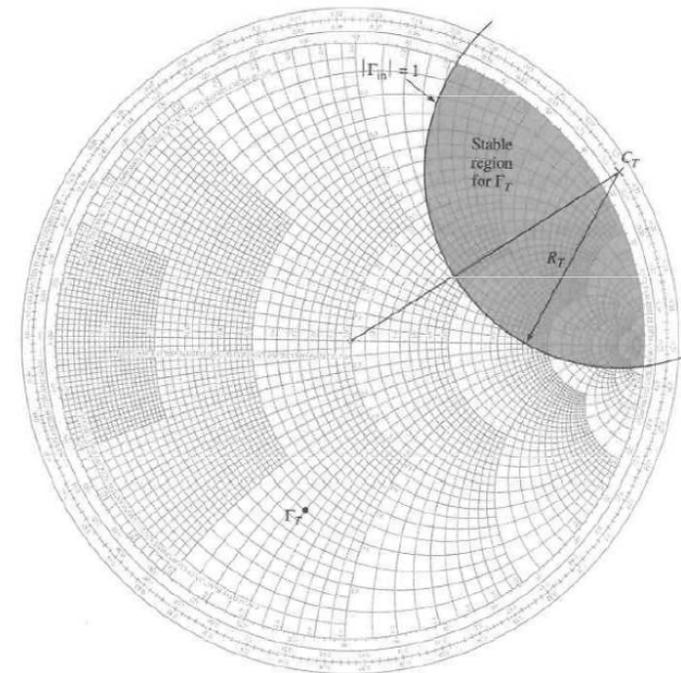
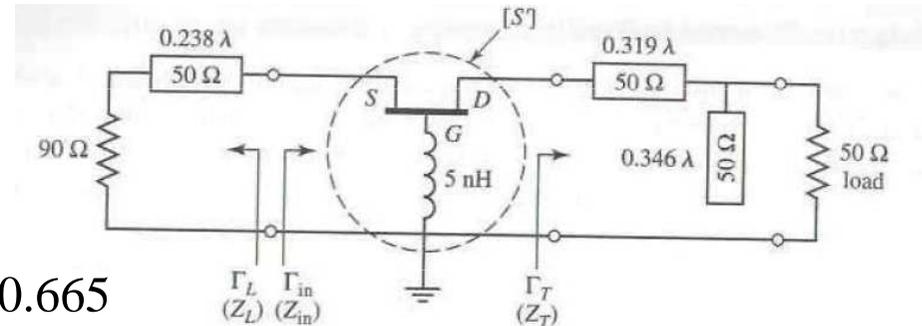
- Obtención de la circunferencia de estabilidad en el plano Γ_T

$$C_T = \frac{(s'_{22} - \Delta' \cdot s'_{11})^*}{|s'_{22}|^2 - |\Delta'|^2} = 1.08_{33^\circ} \quad R_T = \frac{|s'_{12} \cdot s'_{21}|}{\left| |s'_{22}|^2 - |\Delta'|^2 \right|} = 0.665$$

- Se elige un Γ_T que haga $|\Gamma_{in}| \gg 1$
 $\Gamma_T = 0.59_{-104^\circ} \Rightarrow Z_T = 20 - j35$
- Se calcula Γ_{in} y después la carga Z_L

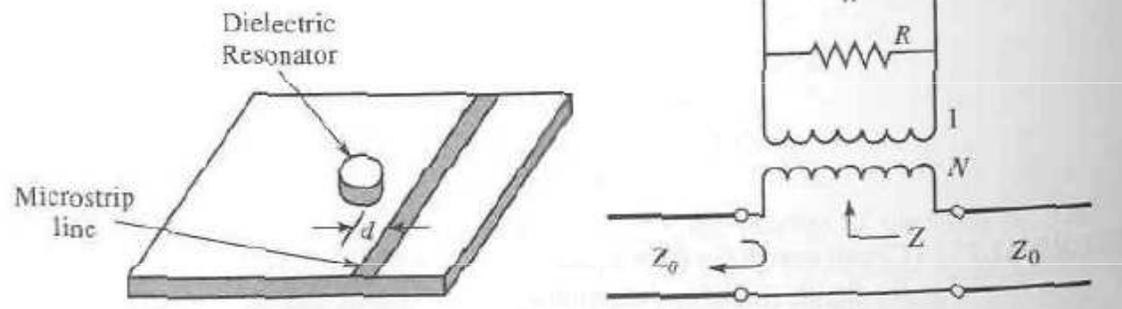
$$\Gamma_{in} = s'_{11} + \frac{s'_{12} \cdot s'_{21} \cdot \Gamma_T}{1 - s'_{22} \cdot \Gamma_T} = 3.96_{-2.4^\circ}$$

$$Z_L = -\frac{R_{in}}{3} - jX_{in} = 28 + j1.9$$



OSCILADORES CON RESONADOR DIELECTRICO (DROs) (I)

- Como se demostró anteriormente la estabilidad del oscilador depende del alto factor de calidad del resonador asociado.
 - En el caso de elementos concentrados o líneas de transmisión dicho factor es bajo.
 - Aumenta cuando se utilizan cavidades, pero son difíciles de integrar.
 - Las cavidades dieléctricas supera las dificultades anteriores ya que tienen factores de calidad de hasta varios miles y son fáciles de integrar.
- Un resonador dieléctrico se acopla por proximidad a una línea microstrip.
 - Se acopla al campo magnético desbordado en la línea microstrip.
 - Por ello, el circuito equivalente del acoplamiento es serie.
 - El acoplamiento depende de la separación entre el DR y la línea.



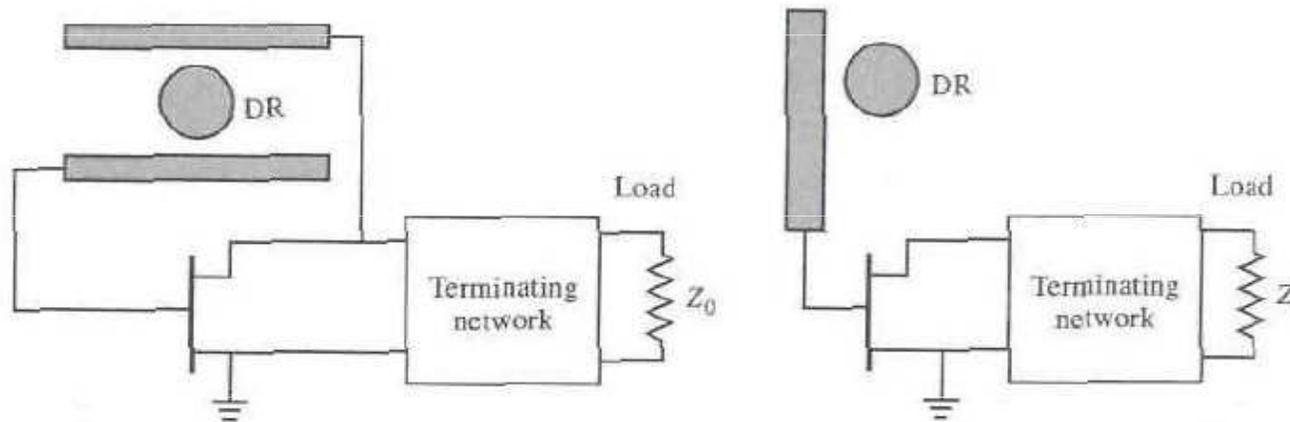
OSCILADORES CON RESONADOR DIELÉCTRICO (DROs) (II)

- Impedancia de un resonador serie

$$Z_{in} = \frac{N^2 \cdot R}{1 + j \cdot 2Q \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_o} \right)}; Q = \frac{R}{\omega_o \cdot L}; \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \Delta\omega = \omega - \omega_o$$

- Definición del factor de acoplamiento entre el resonador y la línea de alimentación del oscilador $s = \frac{Q}{Q_{ext}} = \frac{R/(\omega_o L)}{R_L/(N^2 \omega_o L)} = \frac{N^2 R}{2Z_0}; R_L = 2Z_0;$

- El coeficiente de reflexión vale $\Gamma = \frac{(Z_0 + N^2 R) - Z_0}{(Z_0 + N^2 R) + Z_0} = \frac{N^2 R}{2Z_0 + N^2 R} = \frac{s}{1 + s}$
- Ejemplo de DRO basado en configuración paralela y serie



CONCLUSIONES

- Se ha abordado el diseño de osciladores en microondas
- Se ha comenzado con los principios básicos de oscilación basados en un dispositivo de “resistencia negativa” de un solo puerto.
- Se han enunciado las condiciones básicas para una oscilación estable.
- Se ha generalizado para osciladores basados en redes de dos puertos.



BIBLIOGRAFÍA

- R. E. Collin, “Foundations for microwave engineering”, segunda edición, 1992, Wiley.
- D. M. Pozar, “Microwave engineering”, tercera edición, 2007, Wiley.
- G. González, “Microwave transistor amplifiers, analysis and design”, segunda edición, Prentice Hall, 1984.
- I. Bahl, P. Bhartia, “Microwave solid state circuit design”, Segunda Edición, Wiley, 2003.
- A. Delgado, J. Zapata, “Circuitos de alta frecuencia”, ETSIT Universidad Politécnica de Madrid.

