

# Microondas

## Circuitos pasivos

Jesús Sanz Marcos

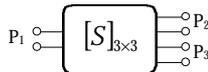
e-mail: jesus.sanz@upcnet.es

Barcelona, Spain. 11/12/2000

### Circuitos pasivos de 3 accesos

Una red de 3 accesos pasiva, sin pérdidas (unitaria) y recíproca no puede estar completamente adaptada. Algún  $S_{ii} \neq 0$ .

#### Divisores de potencia

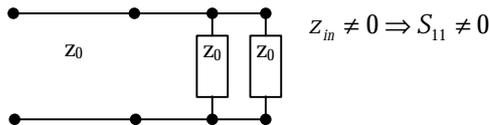


$$P_1 = P_2 + P_3 \Rightarrow \text{sin pérdidas, simétrico.}$$

$$P_2 = P_3$$

Los accesos 2 y 3 deben estar desacoplados. Es decir, la potencia en 2 es independiente de las condiciones de carga en 3 y viceversa.  $\Rightarrow S_{23} = S_{32} = 0$

#### Divisor en Y (el más sencillo)

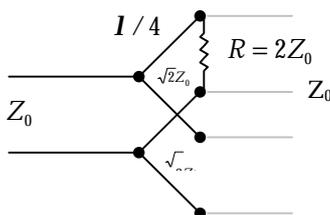


Se debe variar la impedancia característica de alguna línea y tenemos dos opciones:

a)  $S_{11} = 0 \Rightarrow S_{22} = S_{33} \neq 0 \Rightarrow$  Divisor de potencia (está adaptado con  $Z_{L3} = Z_{L2} = Z_0$ ).

b)  $S_{11} \neq 0 \Rightarrow S_{22} = S_{33} = 0 \Rightarrow$  Combinador de potencia.

#### Divisor resistivo (de Wilkinson)



$$[S] = -\frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Este divisor puede utilizarse como combinador de potencia adaptado:

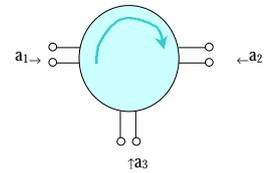


$$b_1 = -j\sqrt{2}(a_2 + a_3)/2 \quad b_2 = b_3 = 0$$

Sumador en fase. Acceso suma de dos fasores. Adaptación de entrada.

#### Circuladores

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{matrix} b_2 = a_1 \\ b_3 = a_2 \\ b_1 = a_3 \end{matrix}$$

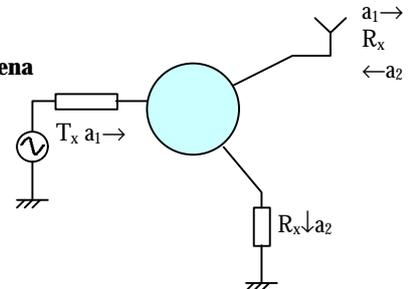


Es una red no recíproca, pasiva y sin pérdidas (unitaria). Se construye con materiales magnéticos (ferritas).

Usos: **aislador** o **adaptador**.

$\Gamma_{in} = 0$  siempre porque el tercer acceso disipa la señal reflejada del 2.

#### Duplexor de antena



#### Circulador real

$$[S] = \begin{bmatrix} a & b & g \\ g & a & b \\ b & g & a \end{bmatrix} \begin{matrix} a \cong 0 : \text{adaptación} \\ g \cong 1 : \text{circulación} \\ b \cong 0 : \text{aislamiento} \end{matrix}$$

$$I(dB) = -20 \log \frac{b}{g} = -20 \log b : \text{aislamiento (directividad)}$$

$$L(dB) = -20 \log g : \text{pérdidas de inserción}$$

$$L_R(dB) = -20 \log a : \text{pérdidas de retorno}$$

$$L_{ideal} = \infty \quad L_{ideal} = 0dB \quad L_{Rideal} = \infty$$

Valores típicos:

$$I = 30dB, L = 0,2dB, L_R = 20dB$$

#### Divisores/combinadores en guías de onda (T en guía)

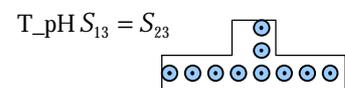
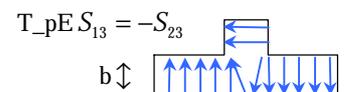
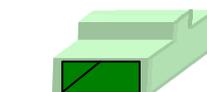
Redes de 3 accesos en guías de onda.

Divisores/combinadores con propiedades de fase.

Pasivos, sin pérdidas (unitarios)

Recíprocos

Simetría física:  $[S]$  sencillas. i.e. T plano E



## Circuitos pasivos de 4 accesos

### Acopladores direccionales

2 pares de accesos desacoplados/aislados:  $S_{ij} = 0$ .  
4 elementos fuera de la diagonal principal son nulos.

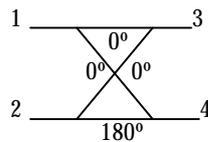
Una red de 4 accesos, sin pérdidas (unitario) y recíproco, completamente adaptado  $S_{ii} = 0$  es un **acoplador direccional**.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mathbf{b} & \mathbf{g} \\ 0 & 0 & \mathbf{d} & \mathbf{e} \\ \mathbf{b} & \mathbf{d} & 0 & 0 \\ \mathbf{g} & \mathbf{e} & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & B \\ B^t & 0 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \mathbf{b} & \mathbf{g} \\ \mathbf{d} & \mathbf{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \mathbf{a} e^{j f_1} & \sin \mathbf{a} e^{j f_2} \\ \sin \mathbf{a} e^{j f_3} & -\cos \mathbf{a} e^{j(2f_2 - f_1)} \end{bmatrix}$$

$\Rightarrow \mathbf{d} = \mathbf{g}$

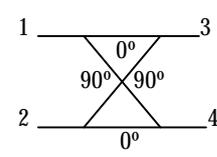
♦ **Acoplador direccional equilibrado (anillos híbridos)**  
Si entramos por el acceso 1, la mitad de la potencia sale por 3 y la otra mitad por 4. Podemos hacer combinadores y divisores con propiedades de fase.  
cos  $\mathbf{a} = \sin \mathbf{a} = 1/\sqrt{2}$

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$


$S_{12} = S_{21} = 0$ : accesos 1 y 2 aislados  
 $S_{34} = S_{43} = 0$ : accesos 3 y 4 aislados

$$b_3 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 + a_2) \quad b_4 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 - a_2)$$

### Híbrido de 90° (3dB)

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$


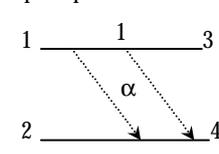
Suma de señales en cuadratura

$$b_3 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 + ja_2) \quad b_4 = \frac{1}{\sqrt{2}}(ja_1 + a_2)$$

### Híbrido de 180° en guías de onda (magic T)

$$S_{23} = S_{13} \quad S_{14} = -S_{24} \quad S_{34} = 0$$

♦ **Acoplador direccional**  $\Rightarrow \cos \mathbf{a} \cong 1, \sin \mathbf{a} \ll 1$   
El 99% de la potencia que entra por 1 sale por 3. Por 4 tenemos una pequeña muestra pero podemos medirla.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & \mathbf{a} \\ 0 & 0 & \mathbf{a} & 1 \\ 1 & \mathbf{a} & 0 & 0 \\ \mathbf{a} & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$


Acoplador no ideal

$I = -20 \log |S_{21}|$ : aislamiento

$RL = -20 \log |S_{11}|$ : pérdidas de retorno

$IL = -20 \log |S_{31}| = -20 \log \sqrt{1 - \mathbf{a}^2}$ : pérdidas de inserción.

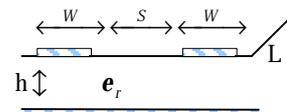
$C = -20 \log |S_{41}| = -20 \log \mathbf{a}$ : acoplamiento

$D = -20 \log \frac{|S_{21}|}{|S_{41}|} = I - C$ : directividad

### Tecnología

**Líneas de transmisión:** se realiza acoplando 4 líneas manteniéndolas a una determinada distancia paralelamente.

**Línea microstrip:**



$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{a} = \frac{z_0^e / z_0^o - 1}{z_0^e / z_0^o + 1}$$

$$z_0^e z_0^o = z_0^2 \quad \mathbf{b}_e = \mathbf{w} / v_p^e \quad \mathbf{f}_e = \mathbf{b}_e l$$

$$S_{12} = \frac{\sqrt{1 - \mathbf{a}^2}}{\sqrt{1 - \mathbf{a}^2} \cos \mathbf{f} + j \sin \mathbf{f}}$$

$$S_{13} = \frac{j \mathbf{a} \sin \mathbf{f}}{\sqrt{1 - \mathbf{a}^2} \cos \mathbf{f} + j \sin \mathbf{f}}$$

### Guía rectangular:

Dos guías rectangulares superpuestas conectadas por un orificio. Dicho orificio actúa como antena radiando en la guía superior (factor de acoplo  $k$ )

$$P_2 \approx P_1 \quad P_3 = 0 \quad P_4 \cong 4k^2 P_1 \ll P$$

$$S_{21} = -j \quad S_{31} = 0 \quad S_{41} = -j2k$$

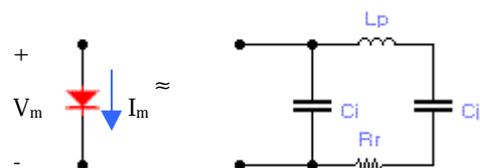
### Diodo PIN

Esta formado por una zona P, seguido de una zona intrínseca y finalmente una zona N. Entre sus aplicaciones encontramos:

- conmutador ON/OFF (cc/ca)
- desfasadores controlables electrónicamente / moduladores de fase.
- Atenuadores variables / CAG (resistencia controlada por tensión)

### Diodo en OFF (Polarizado en inversa)

$$V_D < 0$$



$L_p, C_p$  son elementos parásitos del encapsulado, conexión. Valores residuales que limitan el funcionamiento en frecuencia.

$$L_p = 0.5nH \quad C_p \cong 0,3pF$$

$C_j$ : capacidad de la zona de carga, que ocupa la zona I.

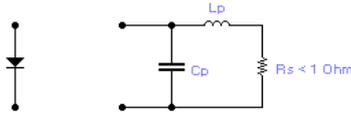
$$C_j \cong 1pF$$

Rr: resistencia óhmica del diodo, contactos y de la zona N y P.  $R_r \leq 5\Omega$

$Z_{in} \cong \infty$ : dipolo en abierto.

### Dipolo en ON (polarizado en directa)

$$V_D > 0$$



Corriente típica de polarización:  $I_0 \cong 10..30mA$

### Diodo en conmutación

ON  $\rightarrow$  OFF : lento.

OFF  $\rightarrow$  ON : rápido.

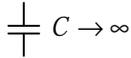
$\Rightarrow$  la conmutación no es simétrica.

Los conmutadores de alta velocidad tienen una

$t_{comutación} \cong 1..10ns$  y pueden trabajar desde 1GHz hasta 100 GHz.

Pueden actuar como desfasadores controlables (moduladores de fase) y como atenuadores controlables (moduladores de amplitud).

### DC BLOCK



$C \rightarrow \infty$

DC ( $Z_c = \infty$ ) c.a.

RF ( $Z_c = 0$ ) c.c.

### COCHE DE RF



DC ( $Z_L = 0$ ) c.c.

RF ( $Z_L = \infty$ ) c.a.

### Circuito equivalente en RF

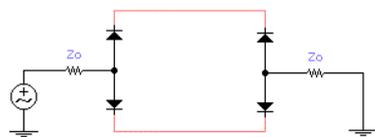
SPST (single Pole, Single Throw)

$$S_{11} = \frac{Z_D}{Z_D + 2Z_0} \quad S_{21} = \frac{2Z_0}{Z_D + 2Z_0}$$

$$ON : Z_D = R_r + \frac{1}{j2\pi f C_j}$$

$$OFF : Z_D = R_s = 1\Omega$$

### Desfasadores



$$\Delta f = bl_1 - bl_2 = \frac{2p}{l} (l_2 - l_1)$$

si  $l_2 - l_1 = \frac{l}{2} \Rightarrow \Delta f = p \rightarrow$  modulación (0,180°)



### Atenuadores con diodos PIN

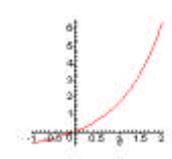
$R_D = R_D(I_D)$ : diodo controlado por corriente (en directa). Tiene un efecto varistor.

### Diodo SCHATTY

Esta formado por un metal al lado de un semiconductor de tipo N. Entre sus aplicaciones encontramos:

- Mezclador
- Conversor de frecuencia
- Detector de RF (de pico, de envolvente)
- Detector de fase (demodulador de fase)

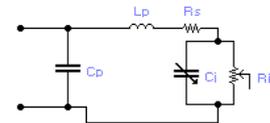
$$I_D = I_S \left( e^{\frac{qV}{naT}} - 1 \right)$$



### Circuito equivalente

$L_p, C_p$ :

parásitos encapsulado.



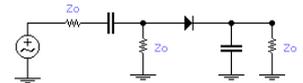
$R_s = 1.5\Omega$ : resistencia parásita en serie.

$R_j = \frac{dV}{dI} |_{I_0} = 100\Omega$ : resistencia dinámica para el modelo en pequeña señal.

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V}{qb}}}$$

### Diodo como detector de RF

$$I_D = I_S (e^{aV_i} - 1) | V_i = \cos \omega t$$



$$e^{x \cos \omega t} = I_0(x) + \sum_{n=1}^{\infty} I_n(x) \cos n\omega t$$

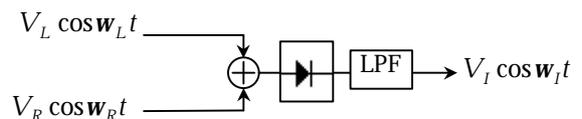
$$aV_p \ll 1 \Rightarrow I_0(x) \cong 1 + \frac{x^2}{4} \Rightarrow$$

$$V_{OUT} = R_L I_{DDC} = \frac{I_S}{4} R_L a^2 V_p^2 \quad P_{RF} = \frac{1}{2} \frac{V_p^2}{Z_0} [W]$$

$$a = \frac{q}{nkT} \Rightarrow V_p \ll 25mV$$

### Diodo como mezclador de RF

$$P_{FI} = P_{RF} - L_C \text{ (dBm)}$$



$L_C$ : pérdidas de conversión de RF a FI (3..10dB).

$$I_D = I_{DDC}(V_L) + I_1 \cos \omega_1 t$$

$$I_1 = k_1 V_R V_L = g_i V_L$$

$g_i$ : transconductancia en conversión

## Filtros de microondas

$$L(\text{dB}) = -20 \log |S_{21}|$$

### Filtro de Butterworth

Maximalmente plano en la banda de paso.

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + e^{(w/w_{\text{paso}})^{2n}}}$$

### Filtro de Chebyshev

Rizado constante en la banda de paso.

$$|S_{21}|^2 = \begin{cases} \frac{1}{1 + e^{\cos^2(n \cos^{-1}(w/w_{\text{paso}}))}} & w \leq w_p \\ \frac{1}{1 + e^{\cosh^2(n \cosh^{-1}(w/w_{\text{paso}}))}} & w \geq w_p \end{cases}$$

### Filtro de Cauer

Rizado en banda de paso y en banda atenuada.

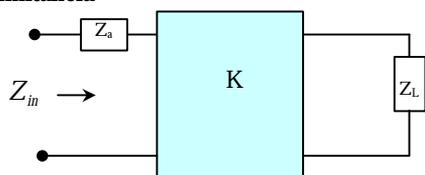
$$L_R = 10 \log(1 + e), w = w_p$$

### Diseño de filtros

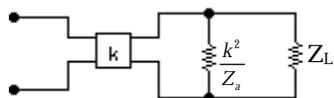
#### Realización en cascada

- condensador en paralelo, inductancia en serie, condensador en paralelo, inductancia en serie...
- inductancia en serie, condensador en paralelo, inductancia en serie...

#### Realización con inversores de impedancia / admitancia



$$Z_{in} = Z_a + \frac{k^2}{Z_L} = k^2 \left( \frac{Z_a}{k^2} + \frac{1}{Z_L} \right)$$



$$Z_{in(\text{inv.admitancias})} = \frac{1}{Y_A} + \frac{Y_L^2}{J^2} = \frac{1}{J^2} \left( \frac{J^2}{Y_A} + Y_L \right)$$

#### Resumen inversores de admitancias

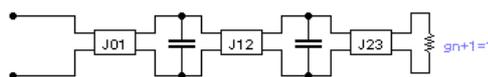
Delante	Detrás
Serie	Paralelo
Paralelo	Serie
$Z_A$	$k^2 / Z_A = 1 / (J^2 Z_A)$
$Y_A$	$J^2 / Y_A = 1 / (k^2 Y_A)$
$L$	$C = L / k^2 = L J^2$
$C$	$L = C / J^2 = C k^2$

Para que todos los condensadores valgan lo mismo:

$$J_{01} = \sqrt{C/g_1} \quad J_{12} = \sqrt{J_{01} C / g_2} = C / \sqrt{g_1 g_2}$$

$$J_{23} = C / \sqrt{g_2 g_3}$$

Realización con inversores de admitancias de orden  $n$  y condensadores de valor  $C$



$$J_{01} = \sqrt{C/g_1} \quad J_{i,i+1} = C / \sqrt{g_i g_{i+1}}$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{C/g_n g_{n+1}}$$

Realización con inversores de impedancias de orden  $n$  e inductores de valor  $L$

En lugar de estar en paralelo, las bobinas están en serie. Los valores de las  $k$  se mantienen como en el caso anterior.

#### Transformación paso bajo a paso banda

$$\frac{w'}{w'_1} = \frac{1}{W} \left( \frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right)$$

$$w_0 = \sqrt{w_1 w_2} : \text{freq. centra filtro paso banda}$$

$$W = \frac{w_2 - w_1}{w_0} : \text{ancho de banda relativo}$$

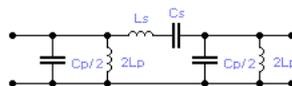
$$Z'_L = jw' L' = jw L_S + \frac{1}{jw C_S}$$

$$L_S = \frac{L' w'_1}{w_0 W} \quad C_S = \frac{W}{w_0 w'_1 L'} \quad L_S C_S = \frac{1}{w_0^2}$$

$$w_0 = 1 / \sqrt{L_S C_S}$$

#### Síntesis de elementos resonantes con L.T. de $\lambda/2$

Una línea de transmisión de longitud  $\lambda/2$  e impedancia característica  $Z_0$  tiene el siguiente circuito equivalente para frecuencias cercanas a la de resonancia:

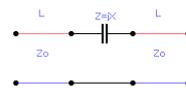


$$C_p = p / (2w_0) \quad L_p C_p = 1 / w_0^2$$

$$L_s = p / (2w_0) \quad L_s C_s = 1 / w_0^2$$

#### Síntesis de inversores con líneas

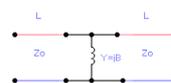
Inversores de impedancias



$$Y = jB \quad |B| = \frac{1 - k^2}{k} \quad l = \frac{1}{4p} \tan^{-1} \frac{2}{B}$$

Inversores de admitancias

$$Z = jX \quad |X| = \frac{1 - J^2}{J} \quad l = \frac{1}{4p} \tan^{-1} \frac{2}{X}$$



#### Realización de inversores de admitancia con líneas acopladas

Acoplador direccional  $\Rightarrow Z_{oe} Z_{oo} = Z_0^2$

2' y 3' en circuito abierto ( $r = 1$ )  $a'_2 = b'_2 \quad a'_3 = b'_3$

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1 - a^2 - a^2 \sin^2 f}{\sqrt{1 - a^2} \cos f + j \sin f}$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2ja\sqrt{1 - a^2} \sin^2 f}{\sqrt{1 - a^2} \cos f + j \sin f}$$

Acoplo débil:  $\mathbf{a} \ll 1$

$$S_{11} = S_{22} \cong (1 - 2\mathbf{a}^2)e^{-j2f}$$

$$S_{12} = S_{21} \cong (2j\mathbf{a}\sqrt{1 - \mathbf{a}^2}e^{-2jf})$$

Si añadimos a ambos extremos de la red una línea de transmisión de  $\lambda/4$ , obtenemos:

$$[S'] = \begin{bmatrix} 1 - 2\mathbf{a}^2 & 2j\mathbf{a}\sqrt{1 - \mathbf{a}^2} \\ 2j\mathbf{a}^2\sqrt{1 - \mathbf{a}^2} & 1 - 2\mathbf{a}^2 \end{bmatrix}$$

Es un inversor de impedancias; es una red pasiva, sin pérdidas, recíproca y con  $S_{11}$  real.

El factor de acoplo del acoplador direccional:

$$\mathbf{a} = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}}$$

$$Z_{oe} = J + \sqrt{1 + J^2} \quad Z_{oo} = \sqrt{1 + J^2} - J$$