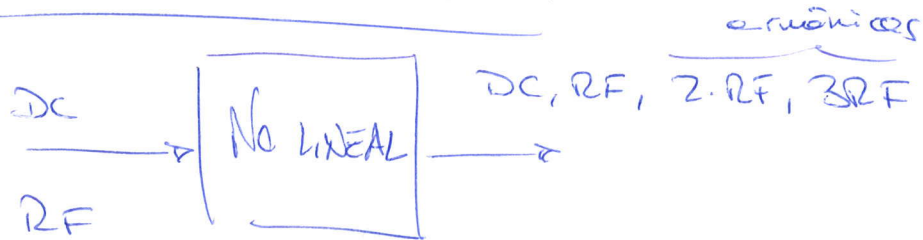


TEMA 3: DETECTORES Y MEZCLADORES

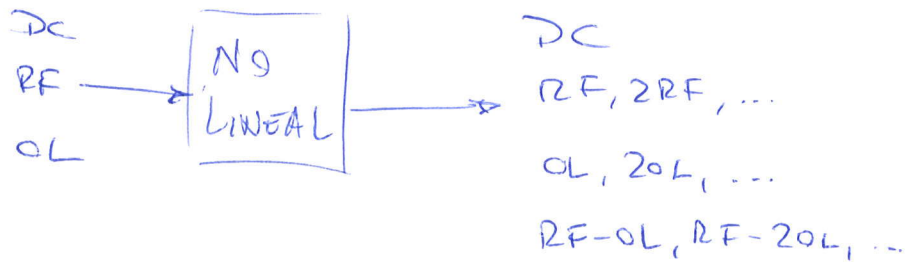
1. - INTRODUCCIÓN

- Esquema de un detector:



Del detector nos interesa la conversión $RF \rightarrow DC$
 Para el estudio, mantendremos la RF de salida
 (* 3.1*)

- Esquema de un mezclador:



Elementos no lineales bíficos (det + mezcl): unión p-u

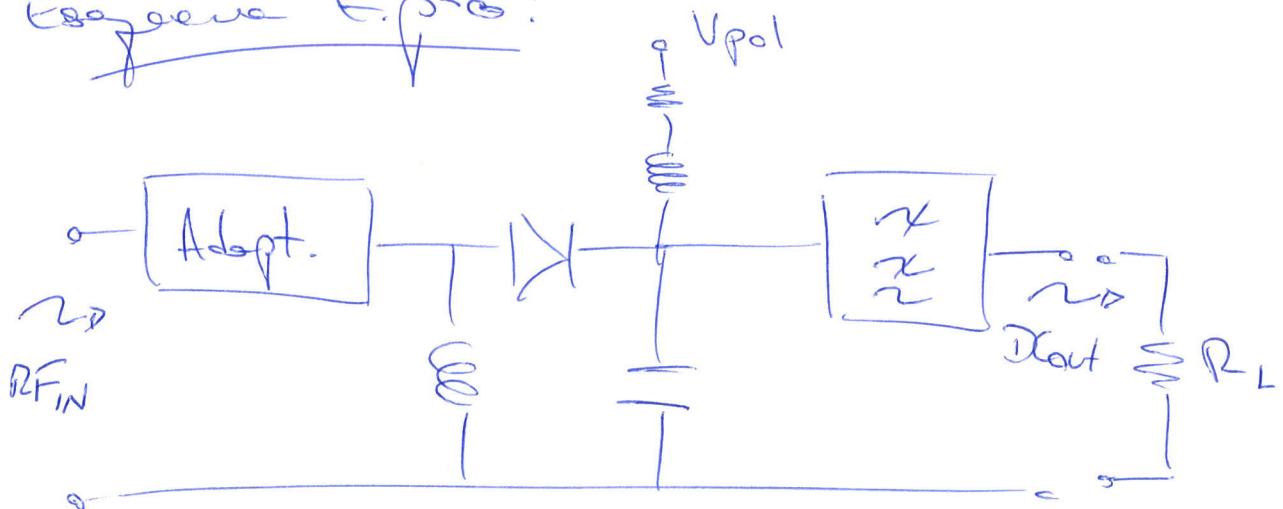
2.- DETECTORES DE MICROONDAS

idea fundamental: respuesta continua a una señal de alta frecuencia

aplicaciones: recepción de

amplificadores de potencia de μW

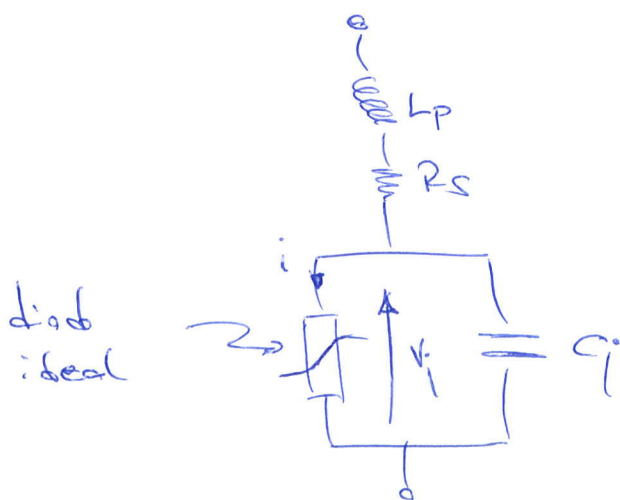
Esquema típico:



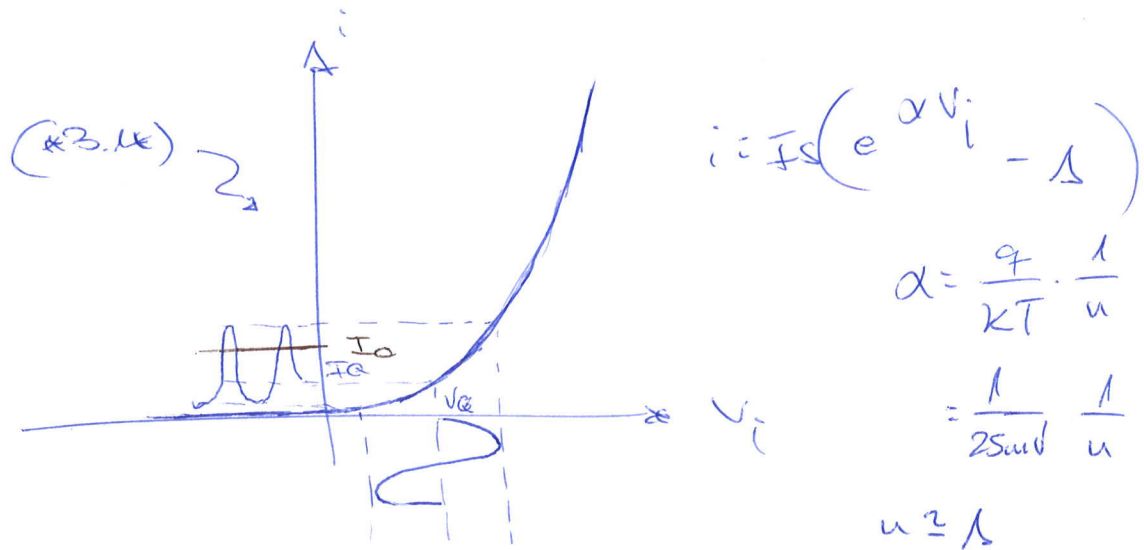
$V_{out} \rightarrow$ nivel de la señal RF_{IN}

circuito equivalente del diodo: (* 3.4 *)

$L_p, R_s, C_j \rightarrow$ parámetros



Teniendo sub la unión p-n ideal:



Hay que conseguir que V_i sea una continua + f^{er} armónica

$$V_i = V_Q + V_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

$\Rightarrow$ disminuir las armónicas superiores en tensión.

Curva en corriente $\rightarrow$ corriente I_Q

Manteniendo V_Q , I_Q , si varía V_{RF} , cambia I_Q .

$$I_Q = I_Q(V_Q, V_{RF})$$

$$\Delta I_Q = I_Q - I_Q$$

$$i = I_Q + I_1 \cos \omega_{RF} t + I_2 \cos 2\omega_{RF} t + \dots$$

Resposta será $\Rightarrow$ parabola:

$$i(v_i) = i(v_a) + \left. \frac{di}{dv_i} \right|_{v_a} (v_i - v_a) + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2 i}{dv_i^2} \right|_{v_a} (v_i - v_a)^2$$

$$\left[\begin{aligned} i(v_a) &= I_s (e^{\alpha v_a} - 1) = I_Q \\ \left. \frac{di}{dv_i} \right|_{v_a} &= \alpha I_s e^{\alpha v_a} = \alpha (I_Q + I_s) \\ \left. \frac{d^2 i}{dv_i^2} \right|_{v_a} &= \alpha^2 I_s e^{\alpha v_a} = \alpha^2 (I_Q + I_s) \\ v_i - v_a &= V_{REF} \cos \omega_{REF} t \end{aligned} \right]$$

$$\Rightarrow i(t) = \overbrace{I_Q}^{I_0} + \overbrace{\frac{\alpha^2}{4} (I_Q + I_s) V_{REF}^2}^{I_2} + \overbrace{\alpha (I_Q + I_s) V_{REF} \cos \omega_{REF} t}^{I_1} + \overbrace{\frac{\alpha^2}{4} (I_Q + I_s) V_{REF}^2 \cos 2\omega_{REF} t}^{I_2}$$

$$\left[\Delta_{IPC} = I_0 - I_Q = \frac{I_0 - I_Q(V_{REF})}{4} (I_Q + I_s) V_{REF}^2 \right]$$

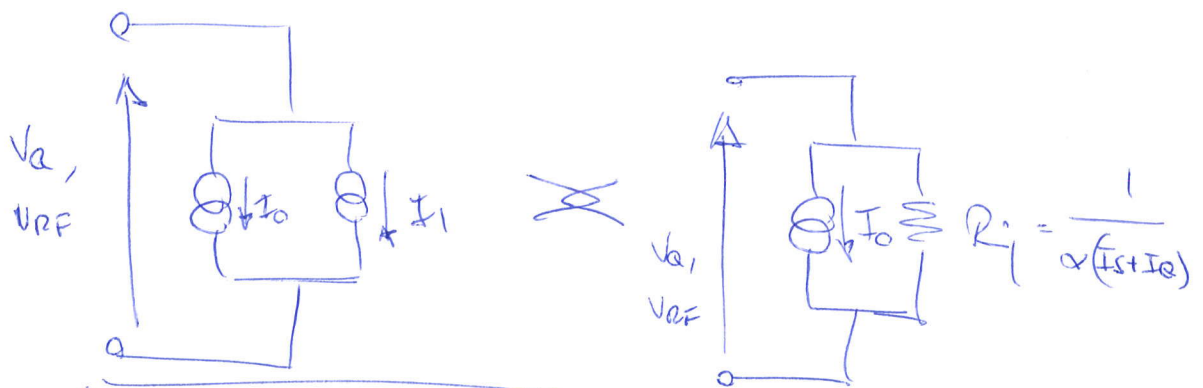
Verificar se a corrente continua ou a potência (V_{REF}^2) $\rightarrow$ defeitoras de lei quadrática

$$I_1 = \alpha (I_Q + I_S) V_{REF}$$

$$\text{resistencia} \quad \left[R_i(V_Q) = \frac{1}{\alpha(I_Q + I_S)} \right]$$

pendiente de la curva i/v en el punto de polarización.

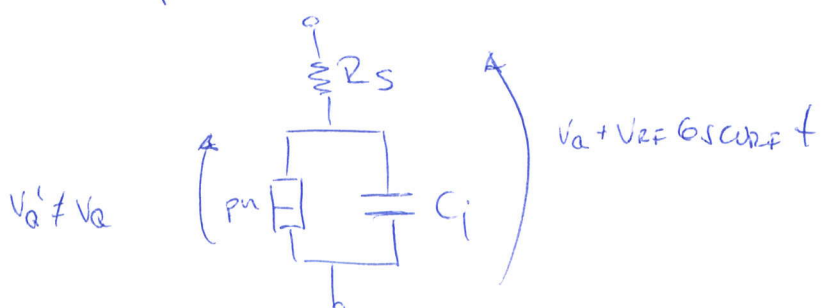
Filtrando los $2\omega_{REF} t$, queda sólo I_Q e I_1 :



$$I_1 = \frac{V_{REF}}{R_i} \quad \Delta I_{DC} = \frac{\alpha}{4 R_i} V_{REF}^2$$

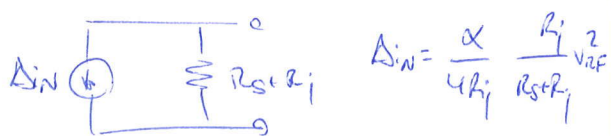
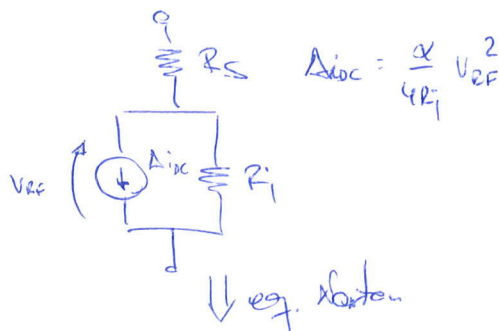
Considerando parásitos e intrínsecos:

Componentes intrínsecos:

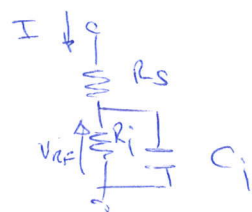


Lo descomponemos en 2 para el estudio:

circuito de DC



circuito de RF



$$P_{RF} = P_{RS} + P_{Ri} \approx P_{Ri} = \frac{1}{2} \frac{|V_{REF}|^2}{R_i}$$

$$P_{RS} = \frac{1}{2} |I|^2 R_S$$

$$I = V_{REF} \left(\frac{1}{R_i} + j\omega C_i \right)$$

$$P_{RF} = \frac{|V_{REF}|^2}{2} \left(\frac{1}{R_i} \left(1 + \frac{R_S}{R_i} \right) + (\omega C_i)^2 R_S \right)$$

• sensibilidad de corriente en cortocircuito:

$$\beta_i = \frac{|\Delta i_N|}{P_{RF}} = \frac{\alpha/2}{\left(1 + \frac{R_S}{R_i}\right) \left(1 + \frac{R_S}{R_i} + (\omega C_i)^2 R_S R_i\right)} \quad \left(|\Delta i_N| = \beta_i P_{RF} \right)$$

• sensibilidad de tensión en circuito abierto:

$$\beta_v = \frac{|\Delta V_{OC}|}{P_{RF}} = (R_S + R_i) \beta_i = \frac{\alpha/2 R_i}{1 + \frac{R_S}{R_i} + (\omega C_i)^2 R_S R_i} \quad \left(|\Delta V_{OC}| = |\Delta i_N| (R_S + R_i) \right)$$

sensibilidad en tensión en carga R_L

$$|A_{Voc}| = |A_{iW}| \left(R_L \parallel (R_s + R_i) \right)$$

$$\boxed{\beta_v = \frac{K_{Voc}}{R_{af}} = \overset{\beta_i}{\left(\frac{A_{iW}}{R_{af}} \right)} \left(R_L \parallel (R_s + R_i) \right) = \frac{\alpha/2 R_i R_L}{(R_s + R_i + R_L) \left(1 + \frac{R_s}{R_i} + \omega^2 C_i^2 R_s R_i \right)}}$$

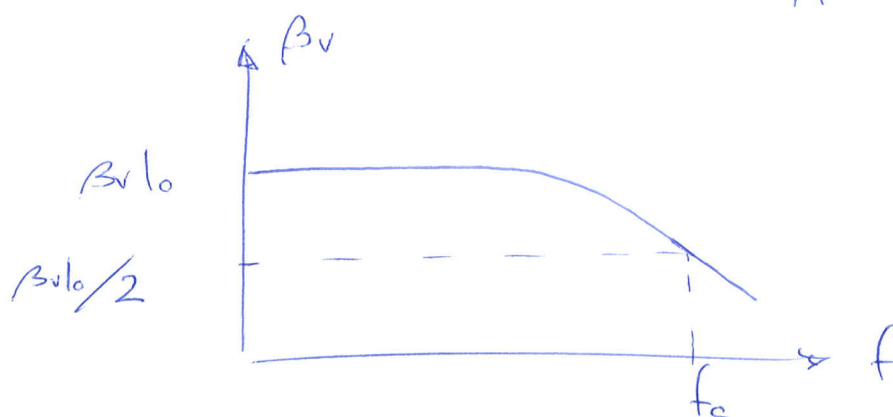
Para detectores, se suele polarizar en la zona de pequeña pendiente (próxima al origen), y entonces $R_s \ll R_i$. Entonces, en detectores suele escribirse:

$$\boxed{\beta_v = \frac{\alpha/2 R_i R_L}{(R_i + R_L) (1 + \omega^2 C_i^2 R_s R_i)} = \frac{\alpha/2 R_i}{\left(1 + \frac{R_i}{R_L} \right) (1 + \omega^2 C_i^2 R_s R_i)}}$$

Y como se ve, la sensibilidad en todo caso depende de la frecuencia en este caso, de primer orden.

$$\beta_v(\omega=0) = \beta_v|_0 = \frac{\alpha/2 R_i}{1 + R_i/R_L}$$

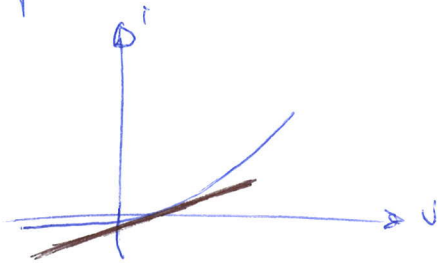
$$\text{frecuencia de corte (3dB): } f_c = \frac{1}{2\pi C_i \sqrt{R_s R_i}}$$



Con R_L modificamos β_v . La polarización del diodo determina

$$R_i = \frac{1}{\alpha(I_s + I_Q)}$$

Si polarizamos cerca del origen: $I_Q \downarrow \Rightarrow R_i \uparrow$

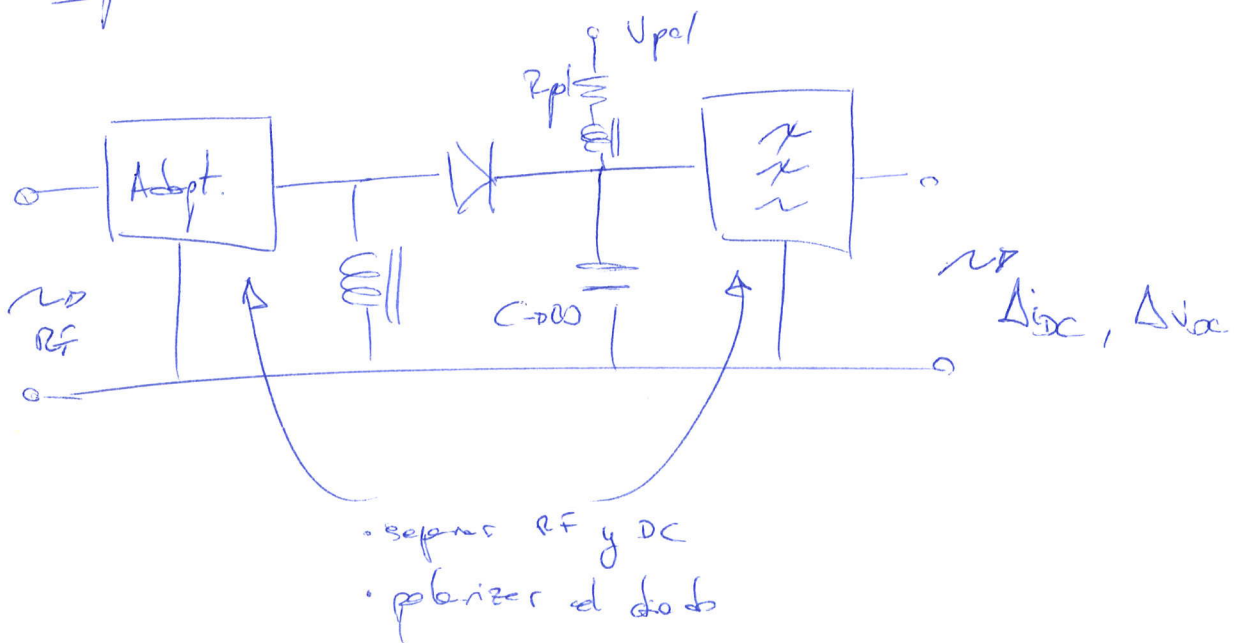


$\beta_v / 0 \uparrow \uparrow$

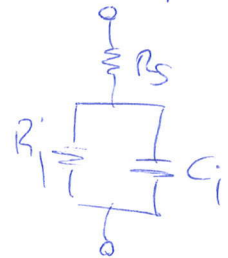
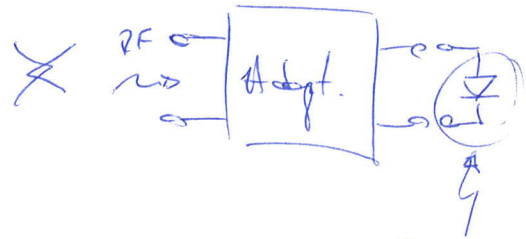
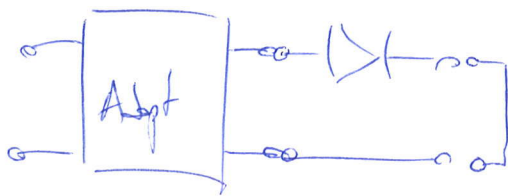
$f_c \downarrow \downarrow$

$\Rightarrow$ Compromiso entre sensibilidad en baja frecuencia y ancho de banda

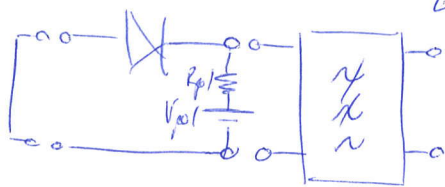
Diagrama de un detector:



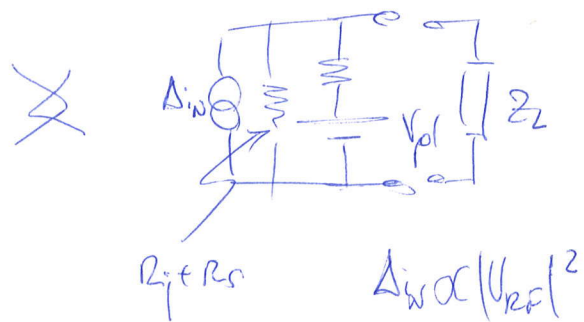
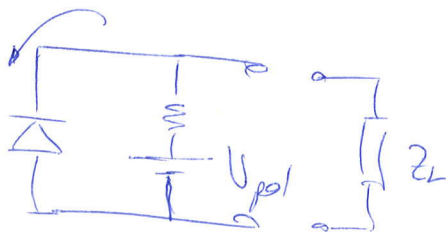
- RF:



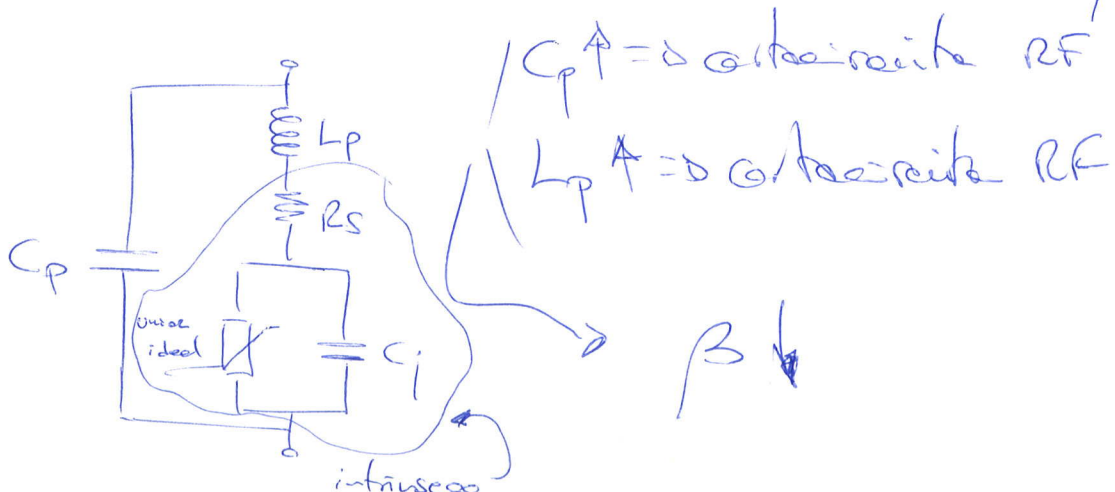
- DC: (continua y frecuencias bajas)

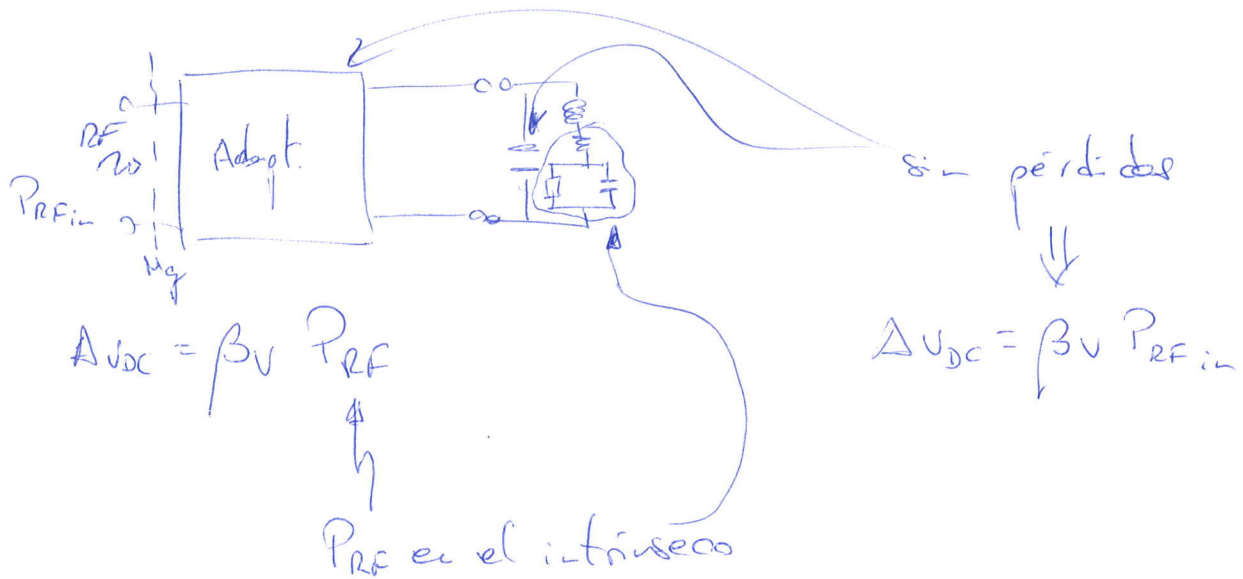


extraer sólo la continua, filtrando desde el primer armónico.



Un diode encapsulado real tiene un modelo más complicado:





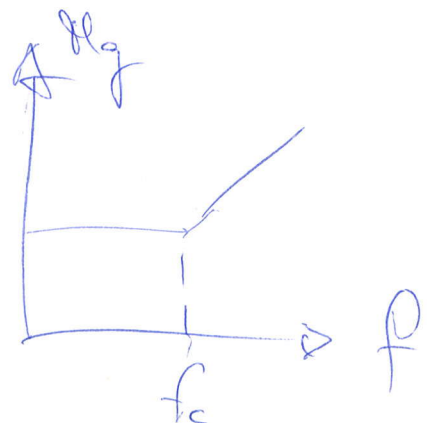
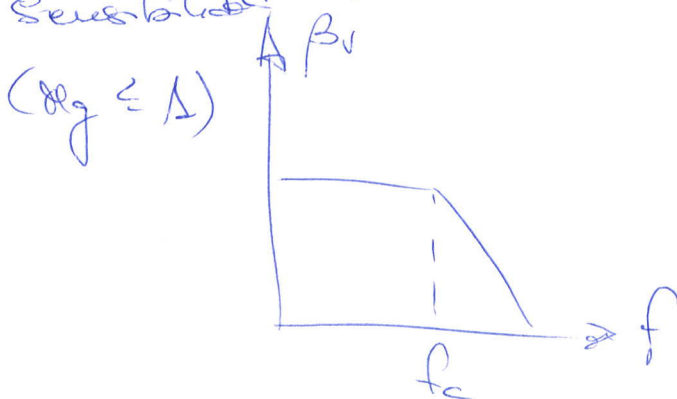
Queremos la potencia disponible del generador

$$\Rightarrow P_{RF in} = H_g P_{dg}$$

$$\Delta V_{DC} = \beta V H_g P_{dg}$$

βV = sensibilidad en tensión efectiva

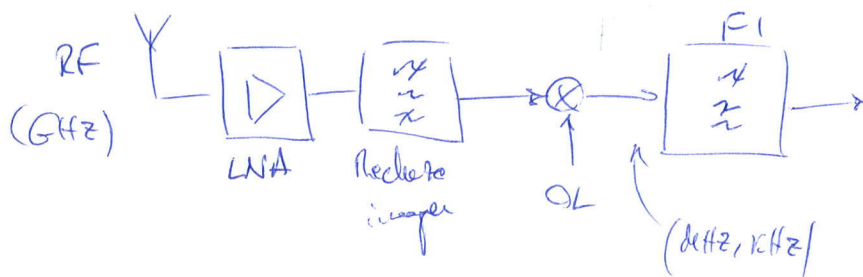
Se pierde sensibilidad al subir la frecuencia, por lo que para aumentar el ancho de banda se puede jugar con H_g , perdiendo algo de sensibilidad



3. - MEZCLADORES

3.1. - INTRODUCCIÓN

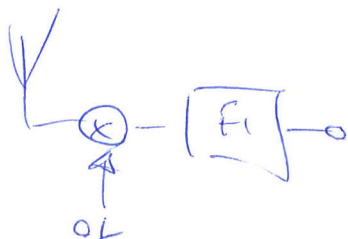
Receptor superheterodino:



los mejores receptores
de $f_{FI} = 0$

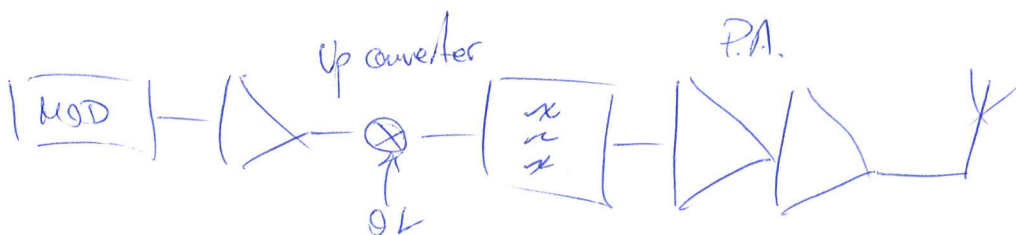
El mezclador es solo limitado el ruido en esta configuración.

En pr. se usa muchas veces la arquitectura con
entrada por mezclador (ej: 200 GHz), y ahí sí hay
que tener en cuenta el ruido en el mezclador



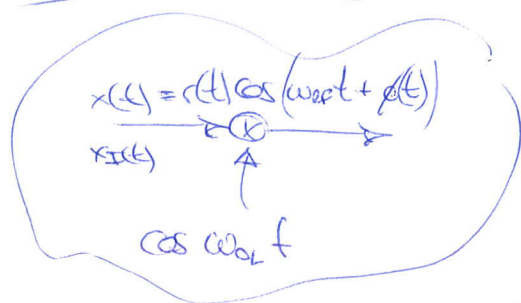
Usos en baja costo y muy
alta frecuencia (radioastronomía)

Transmisores: 6 circuitos

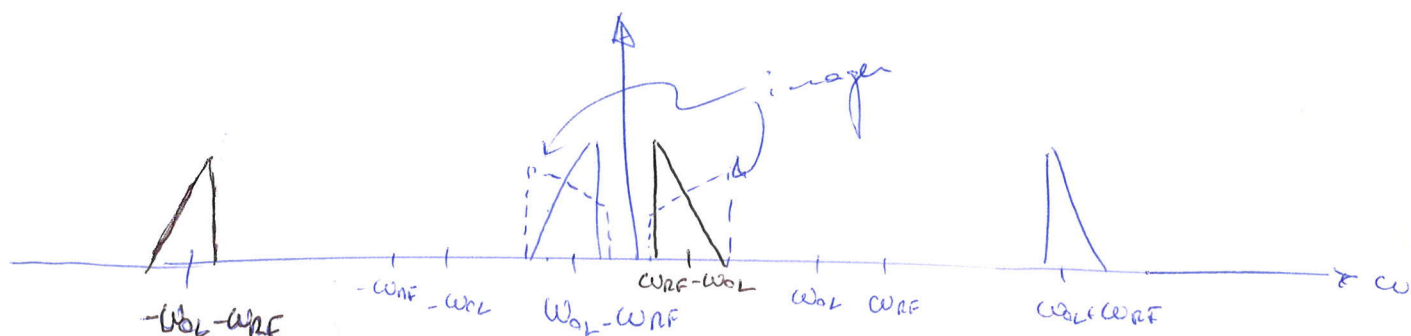
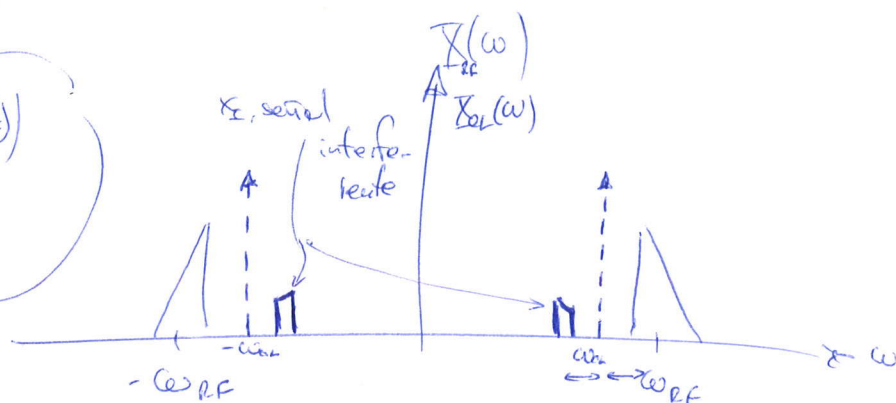


PA: Power
Amplifier

- Modelos sistémicos:



$$\omega_L < \omega_{RF}$$



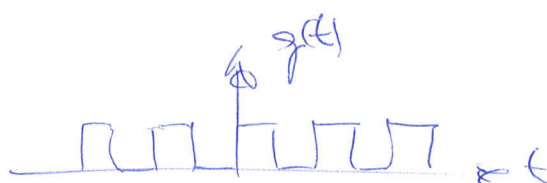
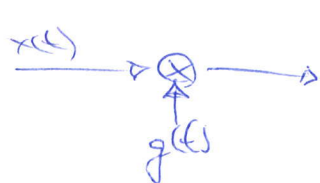
$$\omega_{ci} = \omega_{RF} - \omega_L$$

No hay inversión de espectros porque $\omega_L < \omega_{RF}$

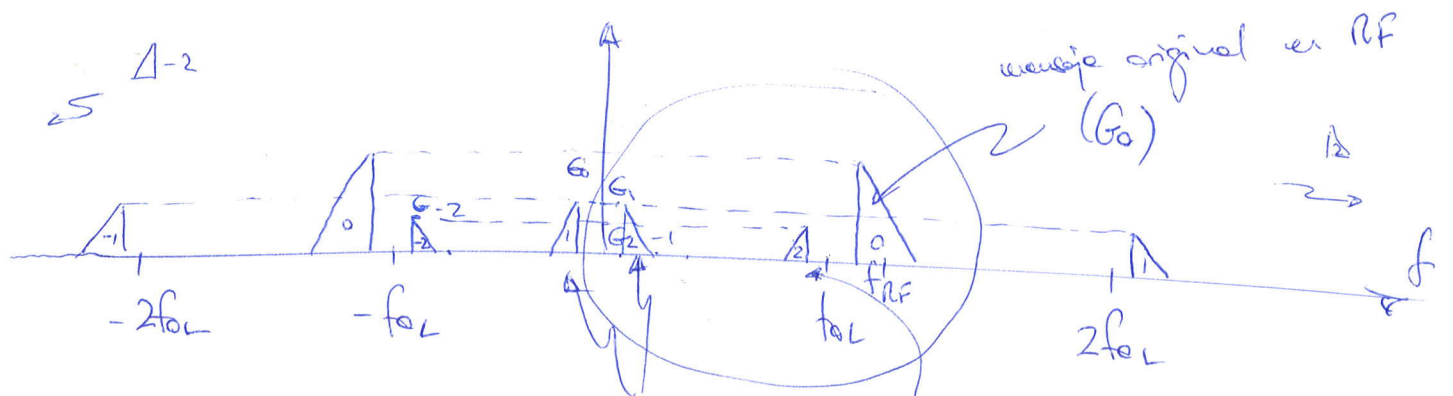
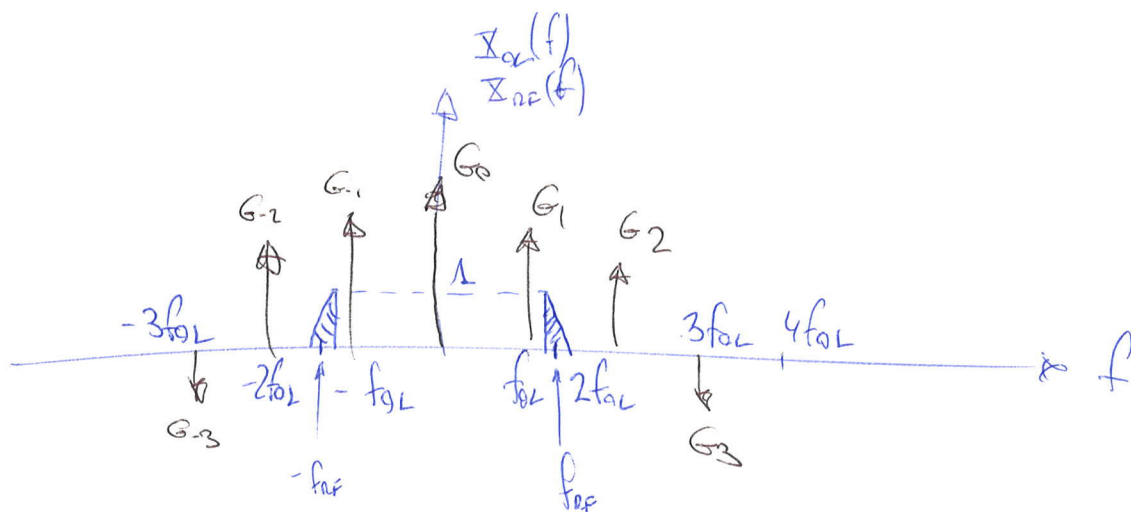
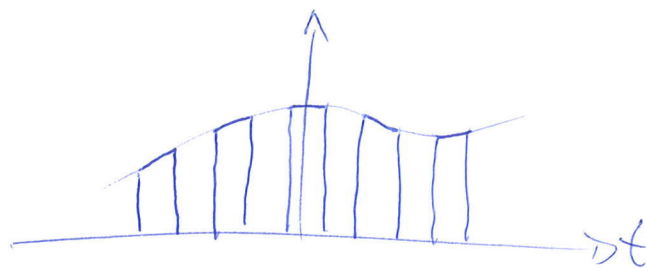
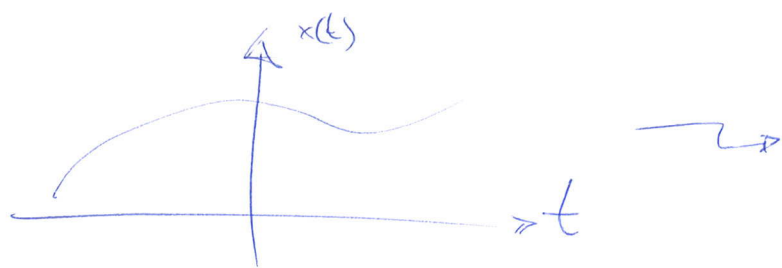
Este es el modelo de mezclador más sencillo.

- MEZCLA LINEAL: es el modelo que usaremos

Da una información más cercana a la realidad.

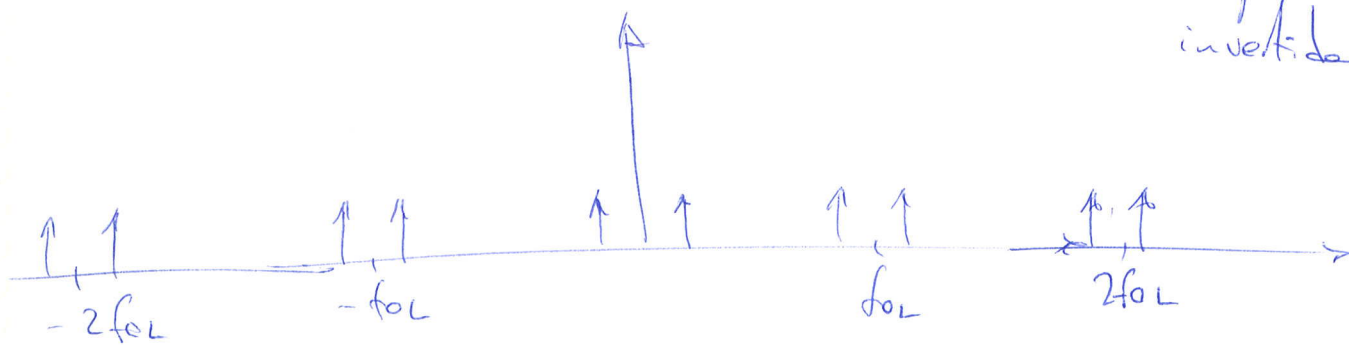


$g(t)$ es cualquier tipo de señal pulso



G_1 en F_1
 $f_{F1} = f_{RF} - f_L$

G_2 en la frecuencia
 imagen
 $f_{imagen} = f_L - f_{F1}$
 invertida



señal lineal $\rightarrow$ aparecen bandas en frecuencias
 $(n f_L \pm f_{F1})$

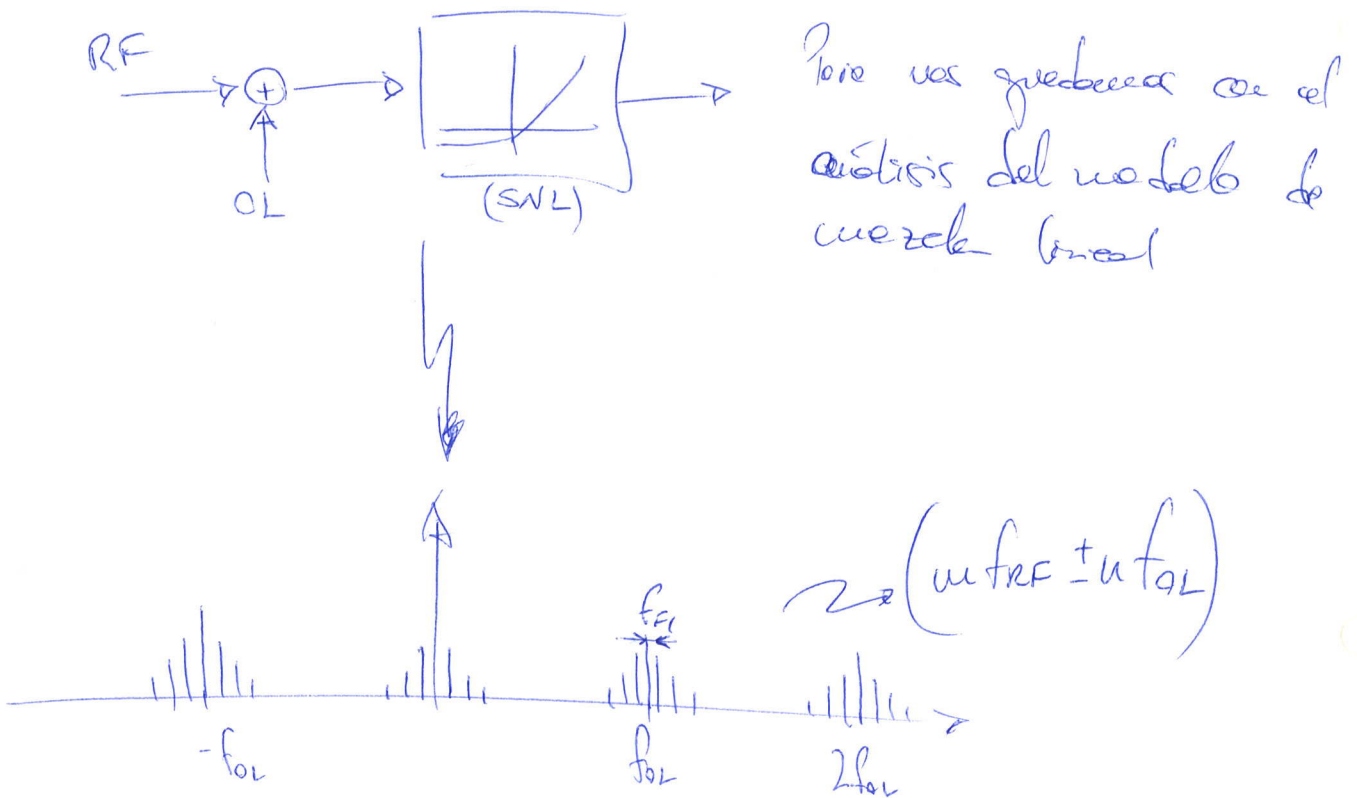
Frecuencias importantes:

- f_{RF}

- f_{FI}

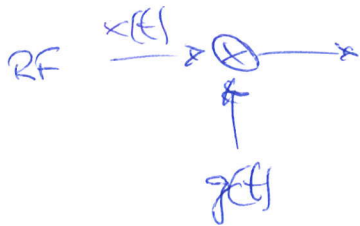
- f_{image} → a s se vuelve a mezclar, que es f_{FI}

Modelo sistémico más profundo:

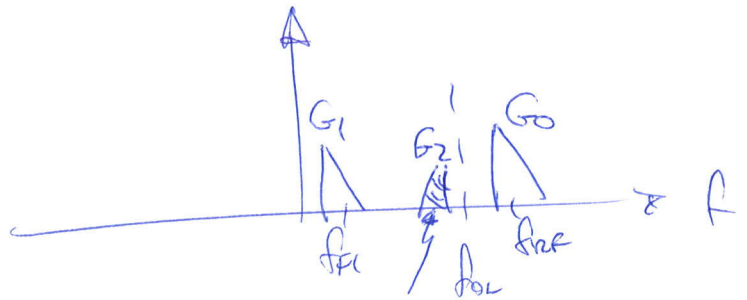


- Frecuencia imagen (modelo de un solo canal)

- Flu. generado internamente:



solo RF a la entrada



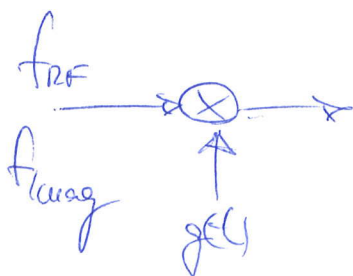
el unificador genera Flu. internamente

Si esta Flu se vuelve a unificar (re-sampling),
vuelve a aparecer en FI

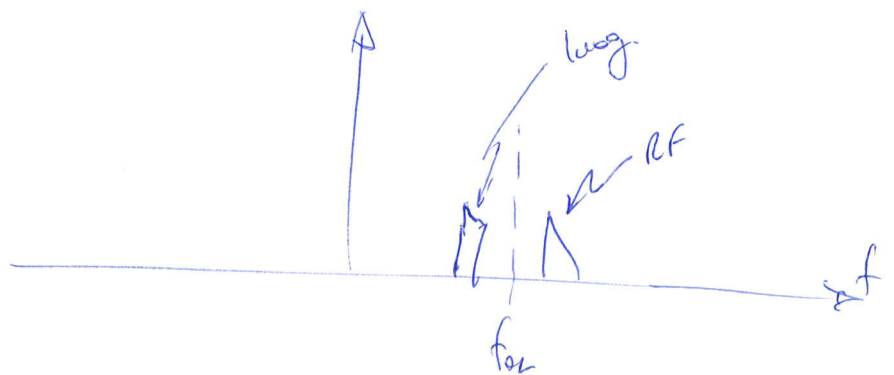
$\Rightarrow$ lo que se obtiene en FI es la suma
de la primera unificación ($\times G_1$) y
la segunda ($\times G_2$), por lo que puede
haber mayor refuerzo si van en fase

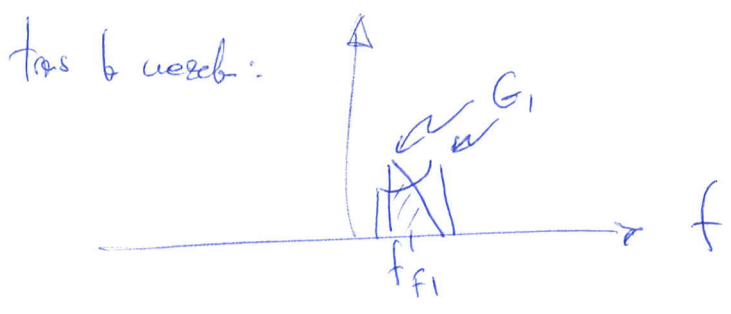
$\hookrightarrow$ Modelos en reforzamiento de imagen

- Flu. externa:

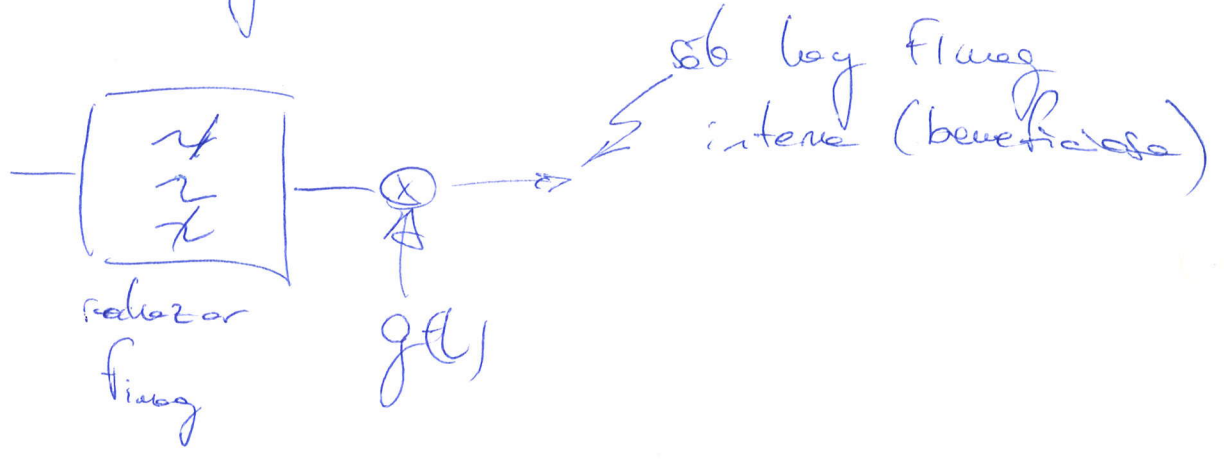


!

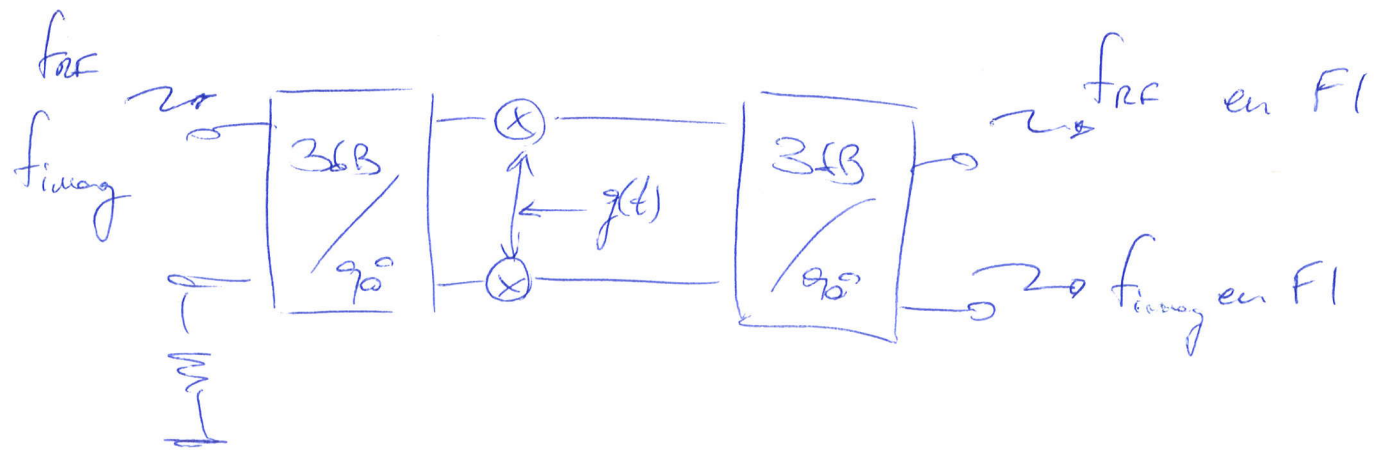


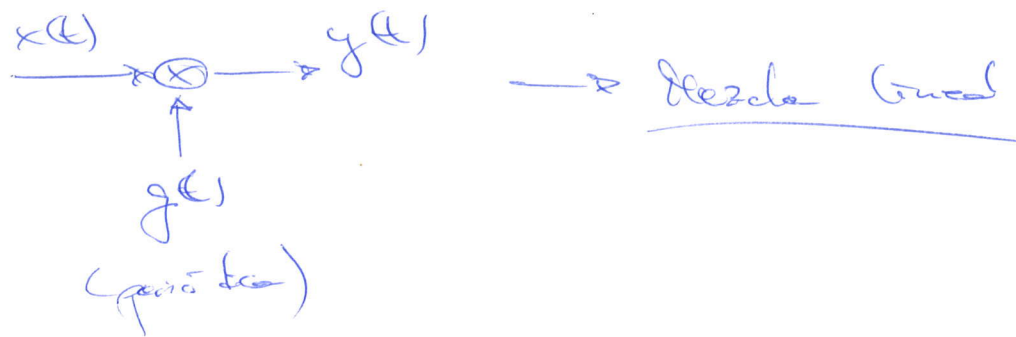


Eliminar f_{imag} :



- mezclador con rechazo de imagen: estructura balanceada





3.2.- CLASIFICACIÓN DE LOS MEZCLADORES

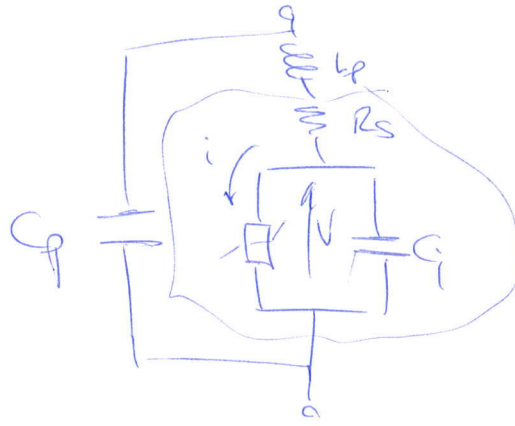
1.- Según el tipo de dispositivo

- Diode Schottky: alta frecuencia ($> 20 \text{ GHz}$)
- FET: más usado a baja frecuencia

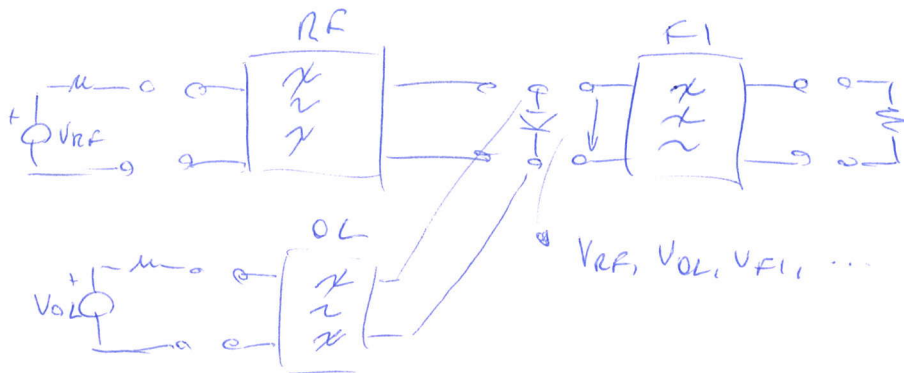
2.- Según la topología

- Simple: a solo dispositivo
- Balun
- Doblemente balun

- DIODE SCHOTTKY :

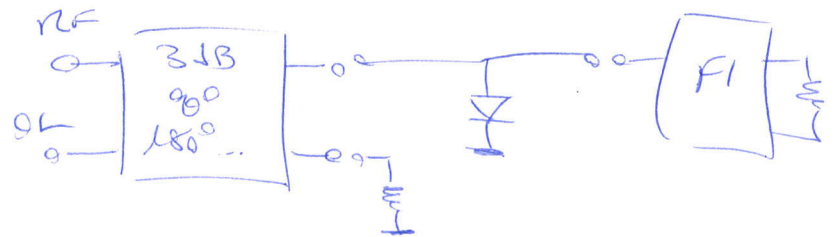


$$i = I_s (e^{\alpha V} - 1)$$



Se crean los puertos eléctricos mediante filtros.

Resistor usado se van a utilizar

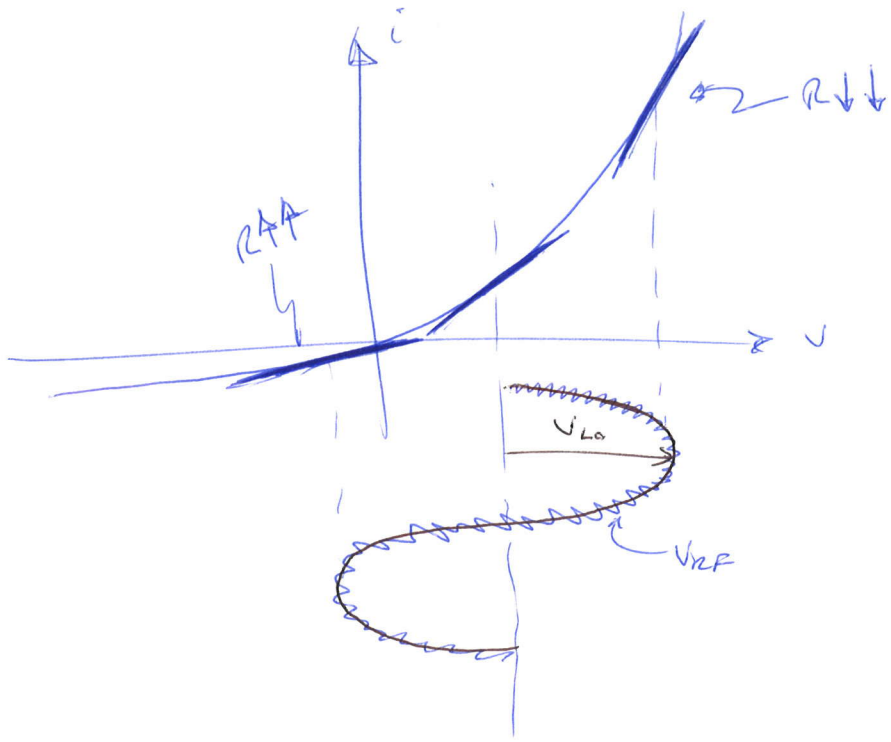


$$RF \sim 10,01 \text{ GHz}$$

$$OL \sim 10 \text{ GHz}$$

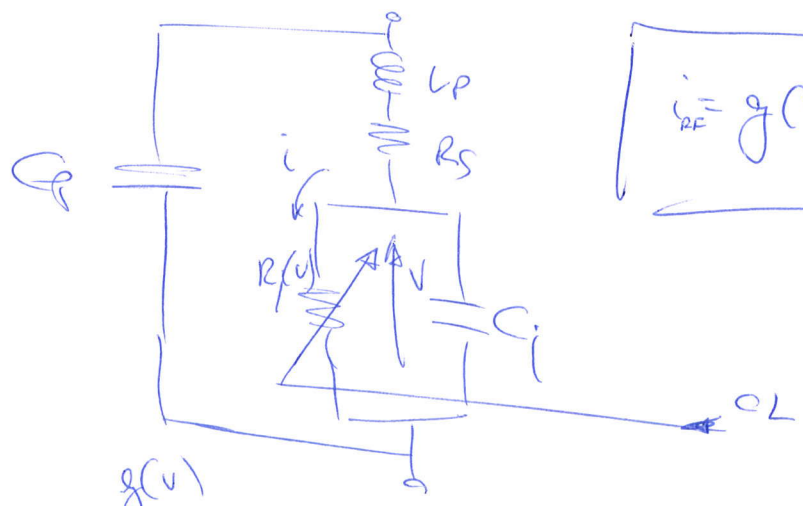
Se hará hacer los filtros para que estén desacoplados

Objetivo: a lo mejor tiene que ser mucho de OL y muy poco de RF

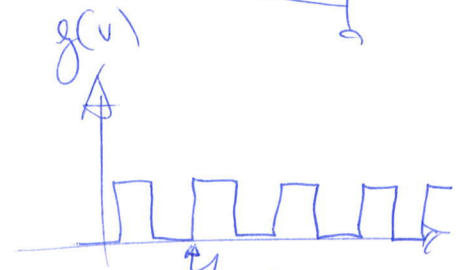
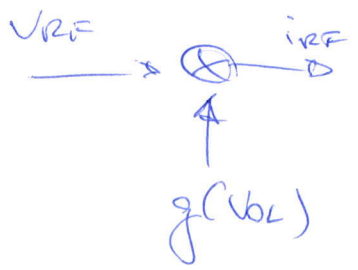


R_{eff} is a variable impedance at the RF frequency (or detector at the frequency to be measured)

$$\frac{1}{R_{eff}(v)} = g(v) = \frac{di}{dv} = I_s \alpha e^{\alpha v}$$



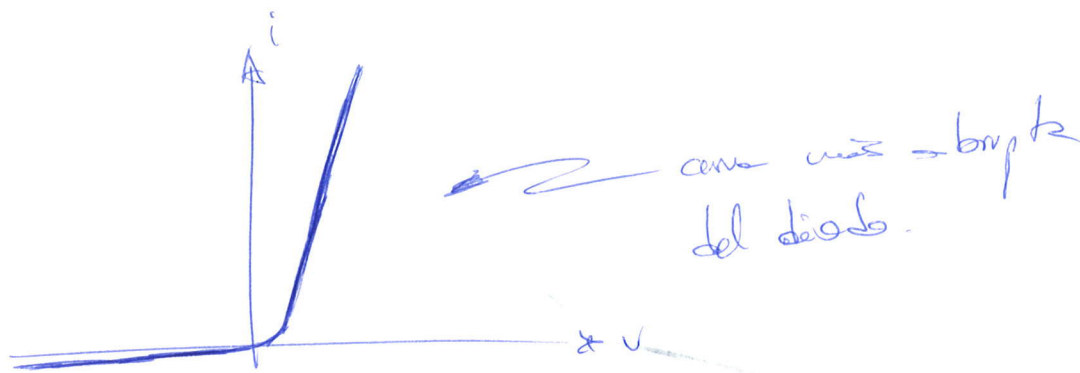
$$i_{RF} = g(v_{LO}) v_{RF}$$



the very fast $\rightarrow$ changes very abrupt

or to avoid

we use linear



- ✓ Una posibilidad a altas frecuencias
- ✓ Menor nivel de ruido que FET
- ✓ Fácil de entender y diseñar
- × No la ganancia de conversión (perdida)
- × Una pérdida $\Rightarrow$ es la disipación intrínseca entre RF, OL y FI
- × Necesita mucha potencia de OL

Este concepto también es válido para los mezcladores a FET.

- FET:

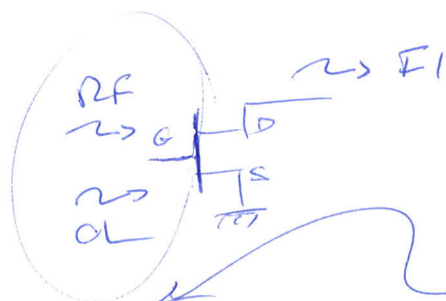
✓ 2 puertos

✓ Ganancia de conversión

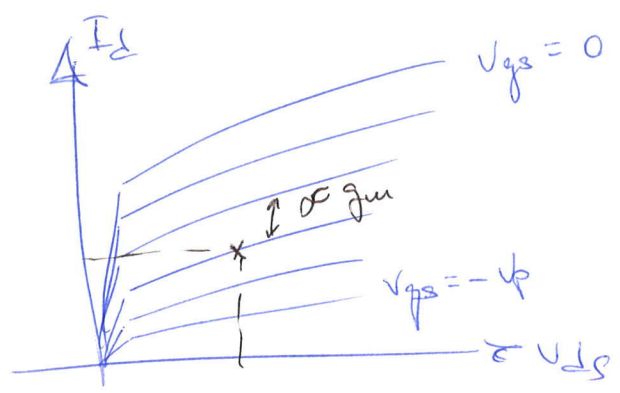


a) Mezclador de transconductancia:

OL con el punto de polarización

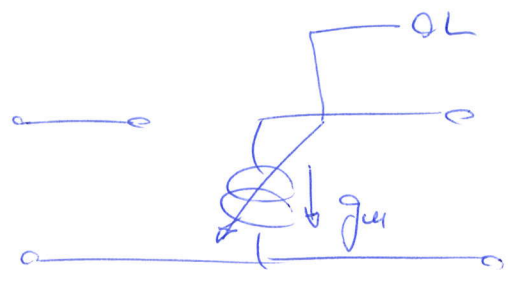
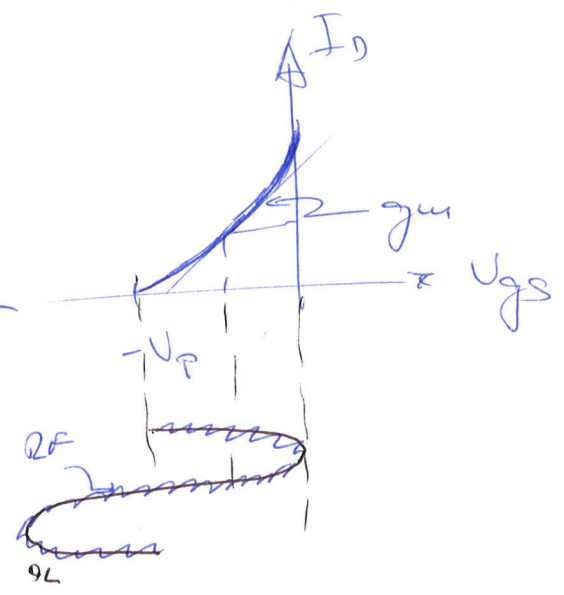


Libro/Filtros



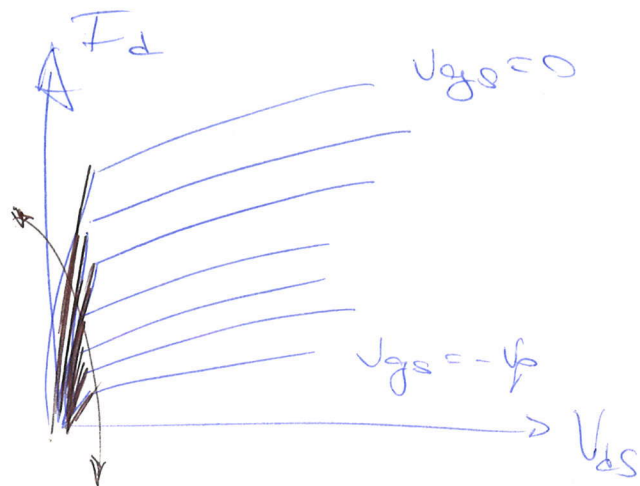
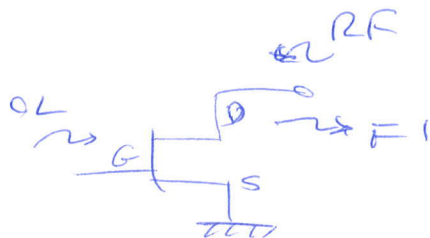
$OL \begin{cases} > 0 \\ < -V_p \end{cases} \rightarrow \text{trabaja a todo este rango}$

Se modela el generador de corriente del FET



- ✓ Aislamiento intrínseco de FL a RF y OL
- ()
- ✓ Puede tener ganancia de conversión
- ✓ Baja ruido

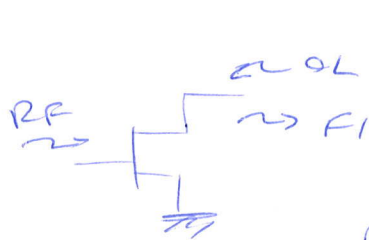
b) Mezcladores reactivos:



$V_{ds} \downarrow$
 V_{gs} variable $\Rightarrow R(t) \rightarrow$ más parecido a la
 mezcla lineal $\Rightarrow$ menos armónicas
 y productos de intermodulación

$\times$ No tienen ganancia de conversión

c) Mezcladores de transconductancia o bombeo por drenador:

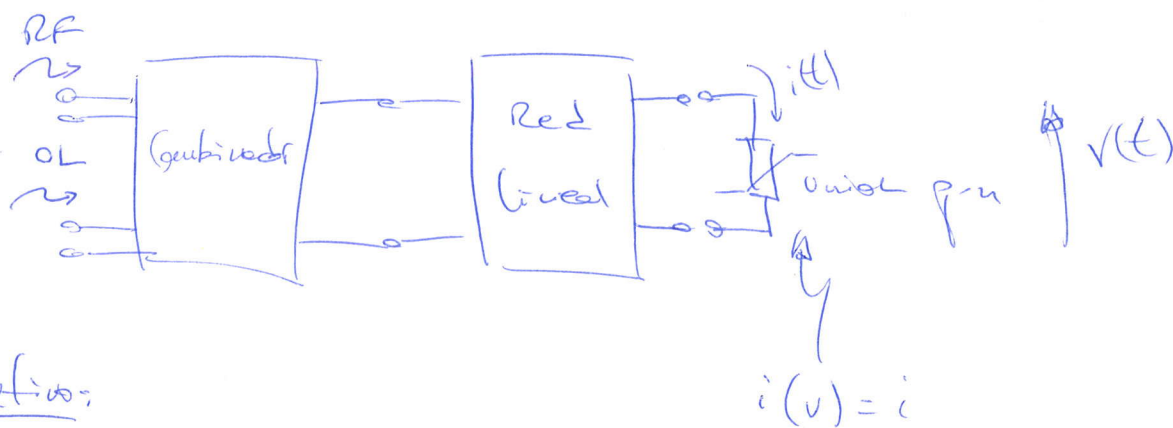


• Alimentado a cb OL $\rightarrow$ resistencia
 • Alimentado a cb CL $\rightarrow$ generador
 Bobinado alrededor del a cb

Ventajas mixtas $\rightarrow$ compromiso

$\checkmark$ Distanciamiento entre OL e RF

3.3.- PROCESO DE REZCLA: ANÁLISIS DE GRAN SEÑAL / ANÁLISIS DE PEQUEÑA SEÑAL



Objetivo:

$$v(t) = \underbrace{v_{OL}(t)}_{\text{unión}} + \underbrace{v_{RF}(t)}_{\text{unión pequeña}}$$

Serie de Taylor: (centrada en $v_{OL}(t)$)

$$i(t) = i(v(t)) = i(v_{OL}(t)) + \left. \frac{di}{dv} \right|_{v=v_{OL}(t)} v_{RF}(t) + \dots$$

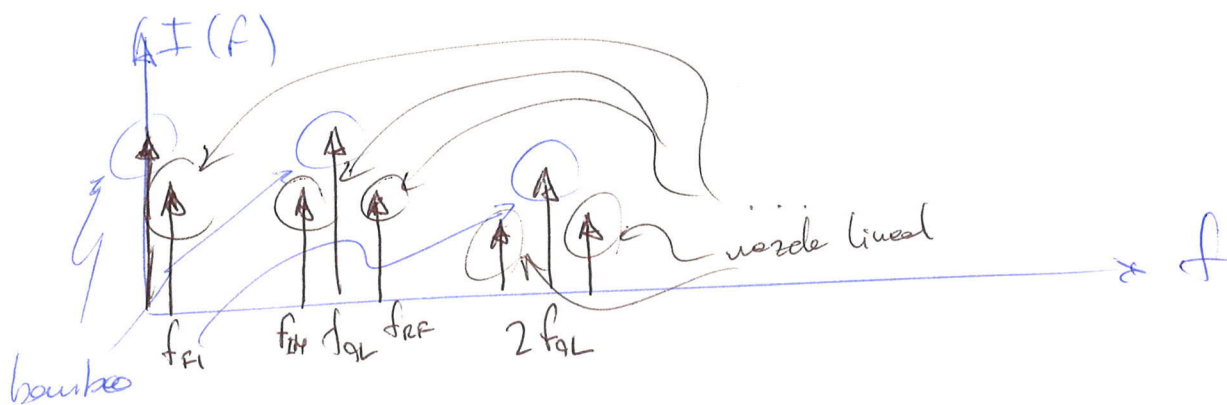
$v_{RF} \ll v_{OL} \Rightarrow$ podemos despreciar los términos superiores

$$i(t) = i(v_{OL}(t)) + g(v_{OL}(t)) v_{RF}(t)$$

$g(v_{OL}(t)) | v_{RF}(t) \equiv$ modelo de mezcla lineal
(Sistema lineal variante con el tiempo)

$i(v_{OL}(t)) \equiv$ corriente de bombeo a través de la unión del OL

104
Espectro de la corriente (eje positivo):



• una raya espectral a tensión genera varias rayas a corriente, que al pasar en la resistencia genera más rayas a tensión.

$$i(t) = g(v_{OL}(t)) v_{RF}(t)$$

- Análisis:

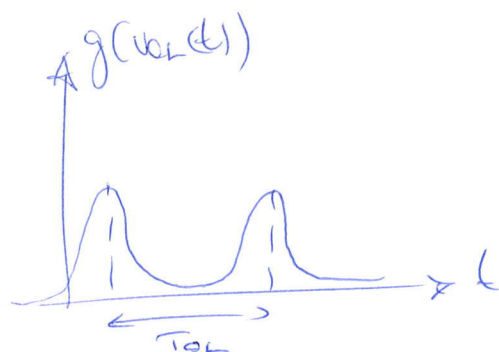
1.- Calcular $g(v_{OL}(t)) \rightarrow$ análisis de gran señal:

Quito RF y analizo el circuito considerando sólo OL de bombeo

$\hookrightarrow$ SW de circuito, stat66

Buscando $v_{OL}(t)$ en la unión, y así calcular

$$g(v_{OL}(t)) = \alpha I_0 e^{\alpha v_{OL}(t)}$$



En la cresta lineal, la riza en f_{FL} es proporcional a G_1 , la de f_{RF} a G_2 y la de f_{OL} a G_0 .

$\Rightarrow G_1$ la más grande posible

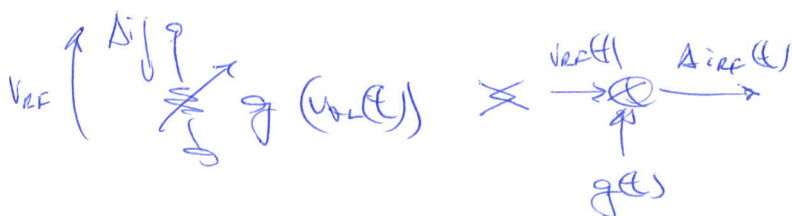
2.- Análisis de pequeña señal: (en OL)

Cuando $g(v_{ref}(t))$, la relación

$$\Delta i(t) = g(v_{ref}(t)) v_{ref}(t)$$

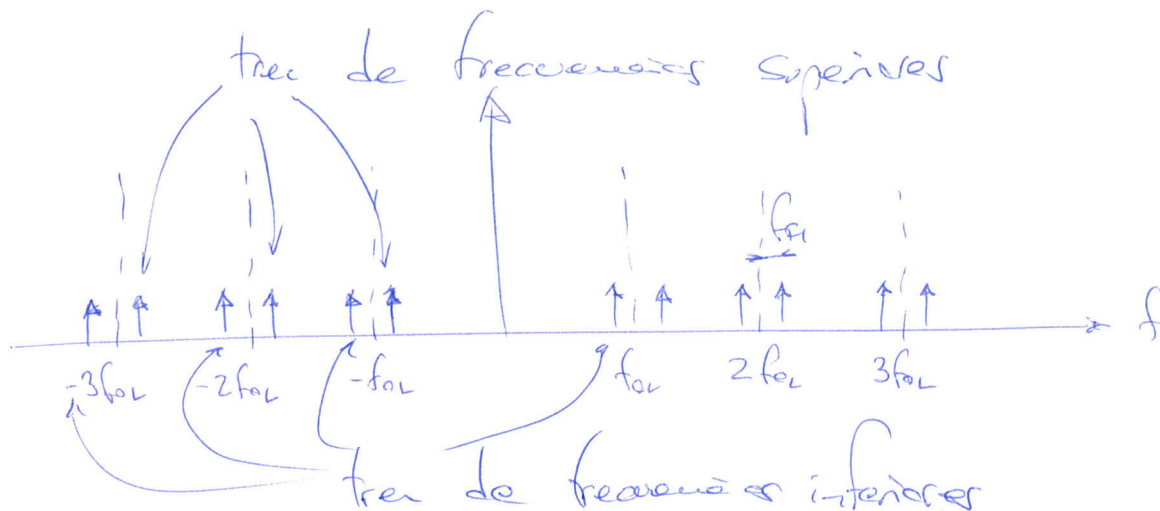
es lineal y variante con el tiempo

$\Downarrow$
Vertrix de conversión



$$\{13\} \quad v_{ref}(t) = \underbrace{\sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n^{inf} e^{j\omega_n^{inf} t}}_{\text{tree inferior}} + \underbrace{\sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n^{sup} e^{j\omega_n^{sup} t}}_{\text{tree superior}}$$

(Doble serie de Fourier)



$$\omega_n^{\text{sup}} = n \cdot \omega_c + \omega_F$$

$$\omega_n^{\text{inf}} = n \cdot \omega_c - \omega_F$$

$$[2] \Delta_{\text{irf}}(t) = \sum I_n^{\text{inf}} e^{j\omega_n^{\text{inf}} t} + \sum I_n^{\text{sup}} e^{j\omega_n^{\text{sup}} t}$$

$$[3] \left(g(t) = \sum G_n e^{j\omega_n t} \right)$$

[1], [2], [3] compléter la relation $\Delta_{\text{irf}}(t) = g(t) \Delta_{\text{ref}}(t)$

$$I_n^{\text{sup}} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} G_k V_{n-k}^{\text{sup}} = G_n * V_n^{\text{sup}}$$

$$I_n^{\text{inf}} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} G_k V_{n-k}^{\text{inf}} = G_n * V_n^{\text{inf}}$$

$$\underline{\omega_u^{\text{sup}} = -\omega_{-u}^{\text{inf}}} \quad (\text{mises fréquence fgeo})$$

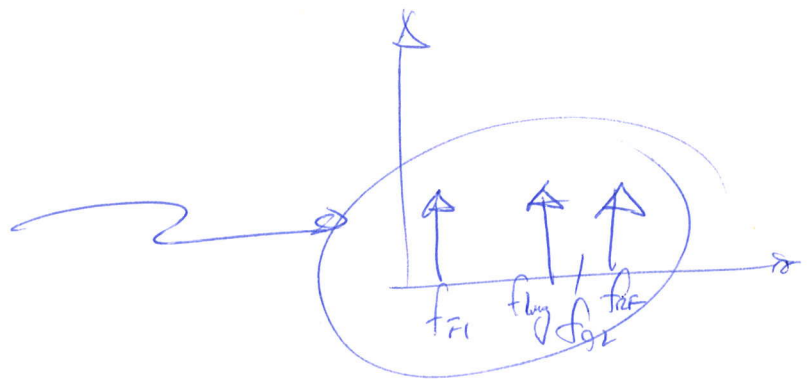
↓ signaux réels

$$\underline{V_u^{\text{sup}} = (V_{-u}^{\text{inf}})^*}$$

$$\underline{I_u^{\text{sup}} = (I_{-u}^{\text{inf}})^*}$$

Adaptation, nous allons se filtrer tous les
rayes exceptés :

- F_1
- F_{Lug}
- R_F



$\omega_{F_1}^{\text{sup}} = \omega_{F_1}$ $\omega_{F_1}^{\text{sup}} = \omega_{RF}$ $\omega_{F_1}^{\text{inf}} = \omega_{\text{Lug}} = -\omega_{-1}^{\text{sup}}$
--

Numéros : $f_{F_1} \rightarrow 10 \text{ MHz}$

$f_{0L} \rightarrow 10 \text{ GHz} \Rightarrow 2f_{0L} = 20 \text{ GHz}$

$\Rightarrow$ Relativement facile filtrer les rayes
supérieurs

Figure notical:

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ I_{-2}^{\text{sup}} \\ \boxed{I_{-1}^{\text{sup}} \\ I_0^{\text{sup}} \\ I_1^{\text{sup}} \\ I_2^{\text{sup}} \\ \vdots} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \begin{bmatrix} G_0 & G_{-1} & G_{-2} \\ G_1 & G_0 & G_{-1} & G_{-2} \\ G_2 & G_1 & G_0 & G_{-1} \\ G_3 & G_2 & G_1 & G_0 \end{bmatrix} \\ \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ V_{-2}^{\text{sup}} \\ \boxed{V_{-1}^{\text{sup}} \\ V_0^{\text{sup}} \\ V_1^{\text{sup}} \\ V_2^{\text{sup}} \\ \vdots} \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} (I_1^{\text{if}})^* \\ I_0^{\text{sup}} \\ I_1^{\text{sup}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_0 & G_{-1} & G_{-2} \\ G_1 & G_0 & G_{-1} \\ G_2 & G_1 & G_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (V_1^{\text{if}})^* \\ V_0^{\text{sup}} \\ V_1^{\text{sup}} \end{bmatrix}$$

$$G_{-1} = G_1^*$$

$$g(t) \in \mathbb{R}$$

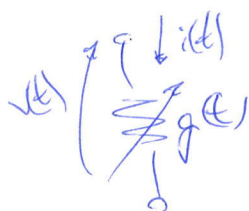
$$\overline{\overline{G}} = \begin{bmatrix} G_0 & G_1^* & G_2^* \\ G_1 & G_0 & G_1^* \\ G_2 & G_1 & G_0 \end{bmatrix}$$

Finalement:

$$\begin{bmatrix} I_{\text{img}}^* \\ I_{F1} \\ I_{RF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_0 & G_1^* & G_2^* \\ G_1 & G_0 & G_1^* \\ G_2 & G_1 & G_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\text{img}}^* \\ V_{F1} \\ V_{RF} \end{bmatrix}$$

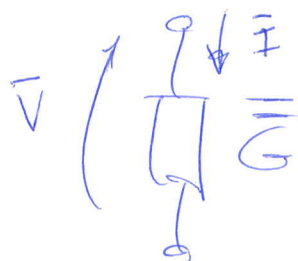
2^o mélangeur linéal de fréquences

$$i(t) = g(t) v(t)$$



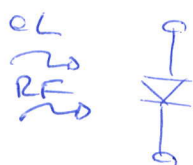
⇒ dérive de la fréquence

$$\bar{I} = \bar{G} \cdot \bar{V}$$

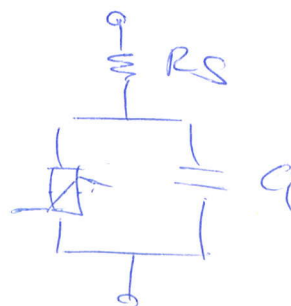


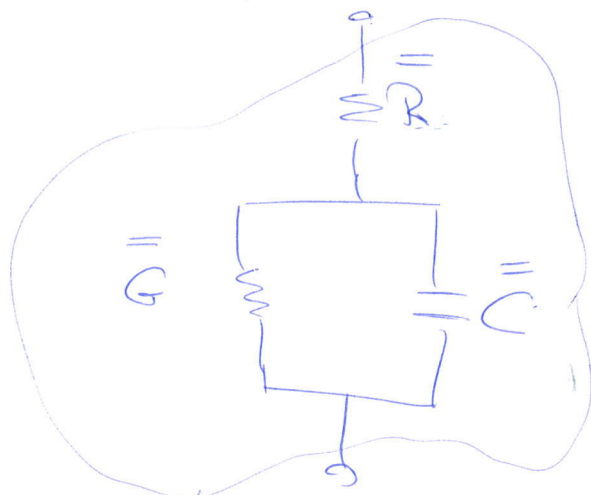
$$\bar{V} = \begin{bmatrix} V_{\text{img}}^* \\ V_{F1} \\ V_{RF} \end{bmatrix}$$

$$\bar{I} = \begin{bmatrix} I_{\text{img}}^* \\ I_{F1} \\ I_{RF} \end{bmatrix}$$



Après le
grand signal
 $g(v(t))$
↓
 $\bar{G}$





$$\bar{R} = \begin{bmatrix} R_0 & 0 & 0 \\ 0 & R_0 & 0 \\ 0 & 0 & R_0 \end{bmatrix}$$

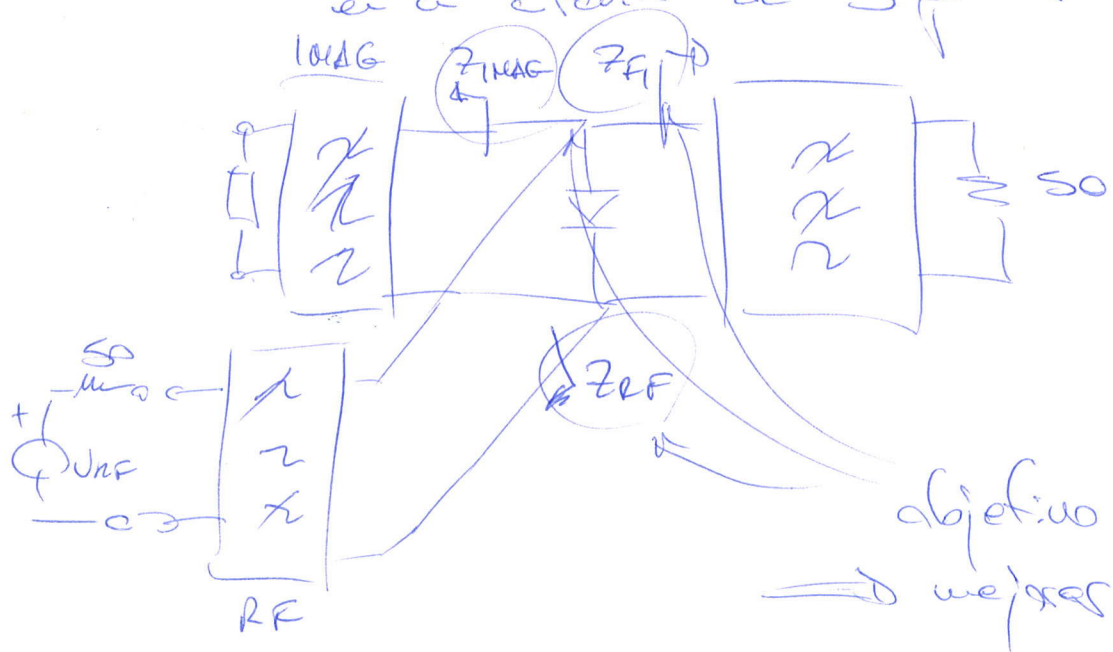
$$\bar{C} = \begin{bmatrix} j\omega_{mag} C & 0 & 0 \\ 0 & j\omega_{eff} C & 0 \\ 0 & 0 & j\omega_{eff} C \end{bmatrix}$$

"
 γ_{ci}

$$\bar{V} = (\bar{R} + (\bar{G} + \bar{C})^{-1}) \cdot \bar{I}$$

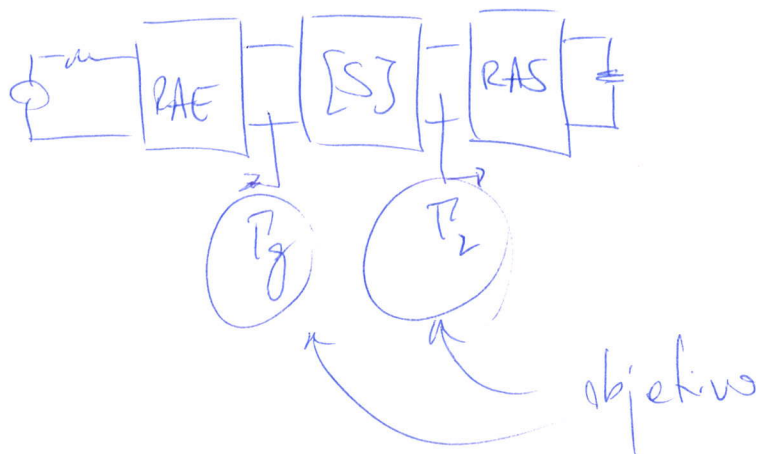
→ con esto se lo convierte al LAD

es un circuito de 3 puertos:



objetivo
⇒ mejores resultados

Amplificador:



La energía que va al puerto RAS
se va a perder $\Rightarrow$ reactivo puro
 $\Rightarrow Z_{RAS}$ reactivo puro

$\rightarrow Z_{RAS}$ puro que es el proceso
de verch (refuerza la imagen)

3.4.- PROCESO PARA ENCONTRAR LAS IMPEDANCIAS OPTIMAS

Objetivo: encontrar Z_{FI} , Z_{IMAG} , Z_{RF} una vez
realizado el análisis de gran señal

$$\begin{pmatrix} I_I^* \\ I_{FI} \\ I_{RF} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_0 & G_1^* & G_2^* \\ G_1 & G_0 & G_1^* \\ G_2 & G_1 & G_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_I^* \\ V_{FI} \\ V_{RF} \end{pmatrix}$$

$\rightarrow$ G es la conductancia del dispositivo

1.- Elegir una impedancia a Z_{INT} (só tenernos un grado de libertad - (ser reactiva pura)
 $\rightarrow$ elegir la fase

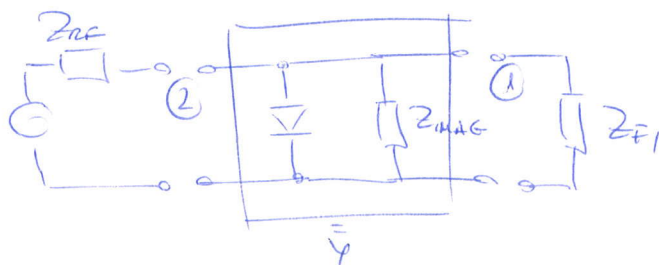
$$\begin{aligned} V_I &= Z_I I_I \\ V_I^* &= Z_I^* I_I^* \end{aligned} \quad \left| \begin{array}{l} \rightarrow \text{quitar 1 variable a} \\ \text{la matriz} \\ (\Rightarrow 2 \text{ puertos}) \end{array} \right.$$

$$\begin{aligned} I_{FI} &= \left(G_0 + \frac{|G_1|^2}{Y_I^* - G_0} \right) V_{FI} + \left(G_1^* + \frac{G_1 G_2^*}{Y_I^* - G_0} \right) V_{RF} \\ I_{RF} &= \left(G_1 + \frac{G_2 G_1^*}{Y_I^* - G_0} \right) V_{FI} + \left(G_0 + \frac{|G_2|^2}{Y_I^* - G_0} \right) V_{RF} \end{aligned}$$

Z_x misma matriz de puertos
 Y de un bipuerto equivalente

2.- El problema se convierte en un problema de diseño de un bipuerto

$\rightarrow$ técnicas de diseño de amplificadores



(puertos acoplados
 $\rightarrow$ orden de Y)

$$Y = \begin{bmatrix} G_0 + \frac{|G_1|^2}{Y_{INAG}^* - G_0} & G_1^* + \frac{G_1 G_2}{Y_{INAG}^* - G_0} \\ G_1 + \frac{G_2 G_1^*}{Y_{INAG}^* - G_0} & G_2 + \frac{|G_2|^2}{Y_{INAG}^* - G_0} \end{bmatrix}$$

3.- Se puede calcular ahora la matriz de parámetros S del bipuerto

4.- Buscamos máxima potencia en $Z_{FI} \Rightarrow \Gamma_{RF}, \Gamma_{FI}$ que den G_t máxima.

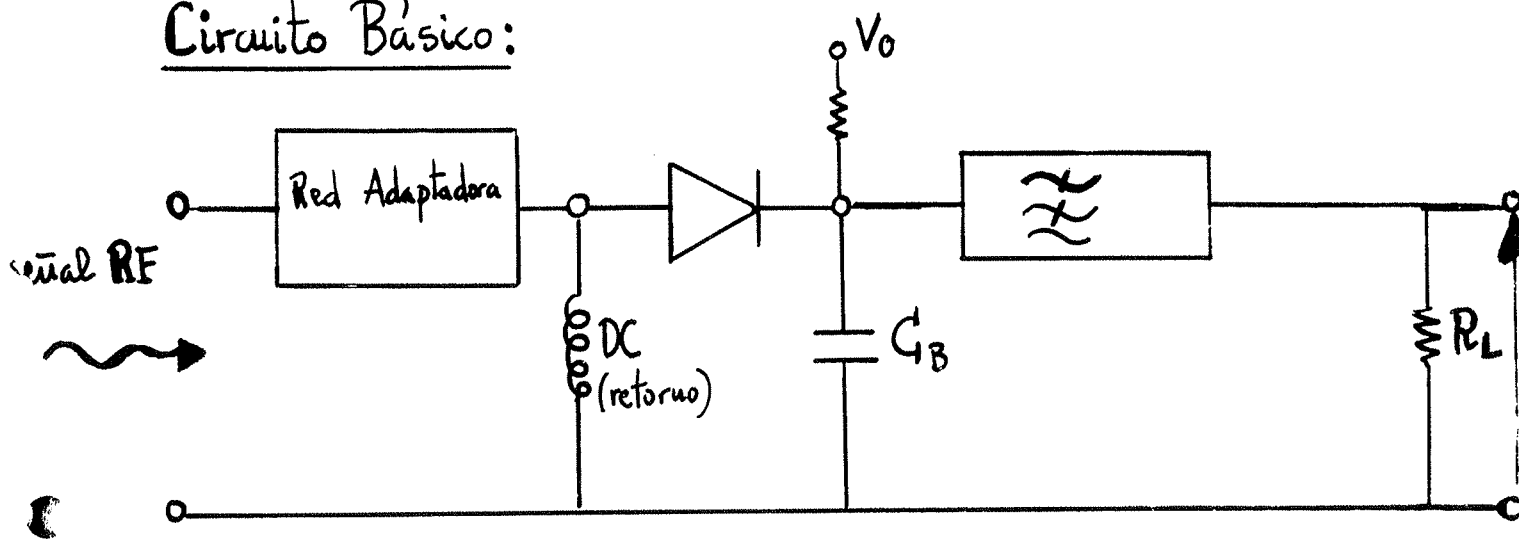
Disco $\Rightarrow$ incondicionalmente estable
 $\rightarrow G_t < 1$ (pérdidas)

5.- Se puede volver a calcular la parte de Z_{INAG} y ver cuánto vale la $\text{Re} \{G\} \Rightarrow$ iterar
 (disco de un vector de retroceso de imagen)

Ejemplos de implementaciones: (* 3.25 - 3.30 *)

• Detectores.

Circuito Básico:



• Característica tensión - corriente en un "diodo ideal":

$$i = i_s [e^{\alpha \cdot V_j} - 1]$$

$i_s \equiv$ corriente de saturación del Diodo

$\alpha \equiv e / n k \cdot T$; $n \equiv$ factor de idealidad ($1 \leq n \leq 1.5$)

$V_j \equiv$ Voltaje instantáneo en la unión del diodo

$i \equiv$ corriente instantánea del diodo.

Si $\underline{V_j(t)} = V_j \cdot \cos \omega_p t + V_0$

$V_0 \equiv$ tensión de polarización.

⇒ Podemos hacer un desarrollo de Taylor en torno a V_0 :
(hipótesis de pequeña señal)

$i = i(V_0 + V_j \cdot \cos \omega_p t)$

$i = i(V_0) + [V_j \cdot \cos \omega_p t] \cdot \left. \frac{\partial i}{\partial v} \right|_{V_0} + \frac{[V_j \cdot \cos \omega_p t]^2}{2!} \left. \frac{\partial^2 i}{\partial v^2} \right|_{V_0} + \dots$

$\Downarrow$ DC (I_0) $\Downarrow$ a ω_p (señal entrada) $\Downarrow$

$\frac{V_j^2}{4} \left[1 + \cos(2\omega_p t) \right] \cdot \left. \frac{\partial^2 i}{\partial v^2} \right|_{I_0, V_0}$

⇒ $i_{DC} = \frac{V_j^2}{4} \left[\left. \frac{\partial^2 i}{\partial v^2} \right|_{I_0, V_0} \right]$

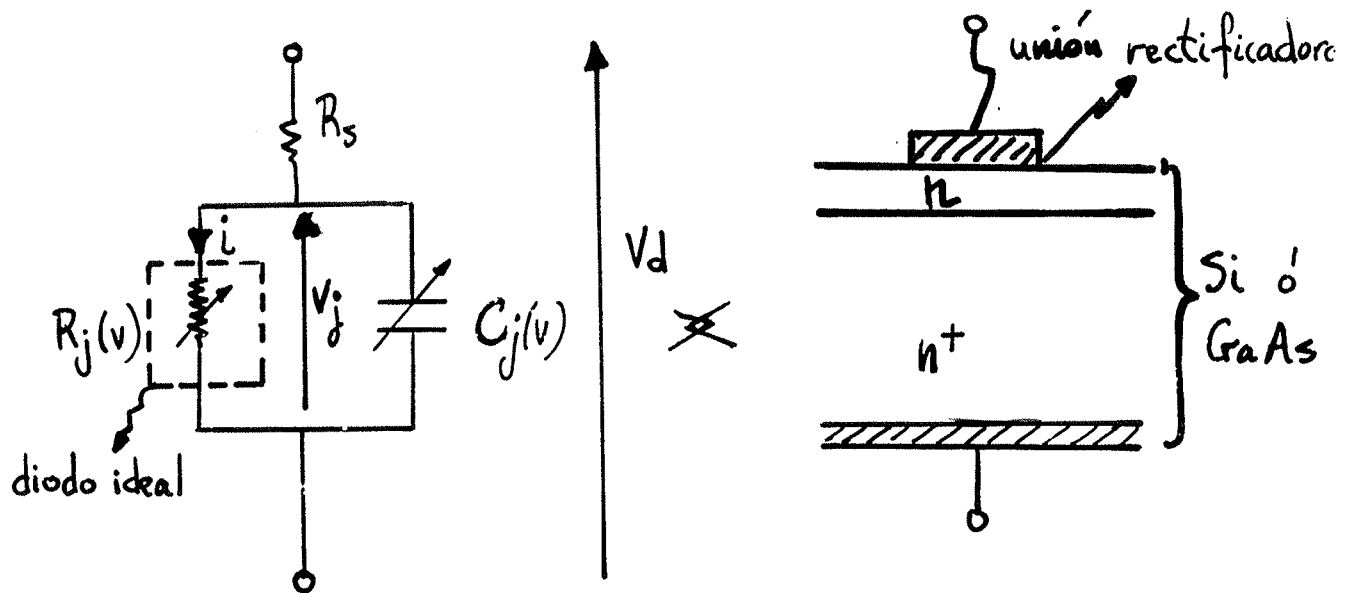
→ la corriente de DC es proporcional a la potencia de la señal que excita la unión ideal del diodo.

→ Si $\left. \frac{\partial^2 i}{\partial v^2} \right|_{I_0, V_0}$ ↑↑ más sensible será el Detector.

• Cálculo de la Sensibilidad del Detector.-

Objetivo: $\beta_i = \Delta i_{DC} / P_{RF} \rightarrow$ sensibilidad en corriente del Diodo Detector.

Modelo Equivalente del Diodo: (Shottky)



$R_s \equiv$ Resistencia Serie (contacto, capa n , ...)

$R_j(V) \equiv$ Resistencia dinámica no lineal de la barrera Shottky

$$R_j(V) = \left[\frac{di}{dv} \Big|_{I_0} \right]^{-1}$$

$$C_j(V) = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V}{\phi}}} \equiv \text{Capacidad de la unión} \\ (\text{Capacidad de carga espacial})$$

● Cálculo de la Δi_{DC} :

$$\Delta i_{DC} = \frac{V_j^2}{4} \left[\frac{d^2 i}{dv^2} \right]_{I_0, V_0}$$

$$i = i_s [e^{\alpha \cdot v} - 1]$$

$$\frac{di}{dv} = i_s [e^{\alpha \cdot v} \cdot \alpha] \Big|_{I_0, V_0} ; \frac{I_0}{i_s} + 1 = e^{\alpha \cdot V_0} \rightarrow e^{\alpha V_0} = \frac{I_0 + i_s}{i_s}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{di}{dv} \Big|_{I_0, V_0} = \alpha (I_0 + i_s)} \Rightarrow R_j = \frac{1}{\alpha (i_s + I_0)}$$

$$\boxed{\frac{d^2 i}{dv^2} = \alpha \cdot \frac{di}{dv} = \alpha^2 (I_0 + i_s)}$$

$$\boxed{\Delta i_{DC} = \frac{V_j^2}{4} \cdot \frac{\alpha}{R_j}}$$

- Cálculo de la Potencia entregada al Diodo:

$$P_{RF} = \frac{1}{2} |V_d|^2 \operatorname{Re}[Y_d]$$

$Y_d \equiv$ Admitancia del Diodo

$$Y_d = \frac{1/R_j + j\omega C_j}{(1 + R_s/R_j) + j\omega C_j \cdot R_s}$$

$$\operatorname{Re}[Y_d] = \frac{\left(\frac{1}{R_j}\right) \left(1 + R_s/R_j\right) + (\omega C_j)^2 R_s}{(1 + R_s/R_j)^2 + (\omega C_j R_s)^2}$$

- Si al diodo aplicamos una tensión $V_d \cdot \cos \omega_p t$, la tensión en bornos del diodo ideal:

$$V_j = \frac{V_d}{\left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right) + j\omega C_j \cdot R_s}$$

$$|V_j| = \frac{|V_d|}{\left[\left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right)^2 + (\omega C_j \cdot R_s)^2\right]^{1/2}}$$

$$P_{RF} = \frac{|V_j|^2}{2} \left[\frac{1}{R_j} \left(1 + \frac{R_s}{R_j} \right) + (\omega C_j)^2 R_s \right]$$

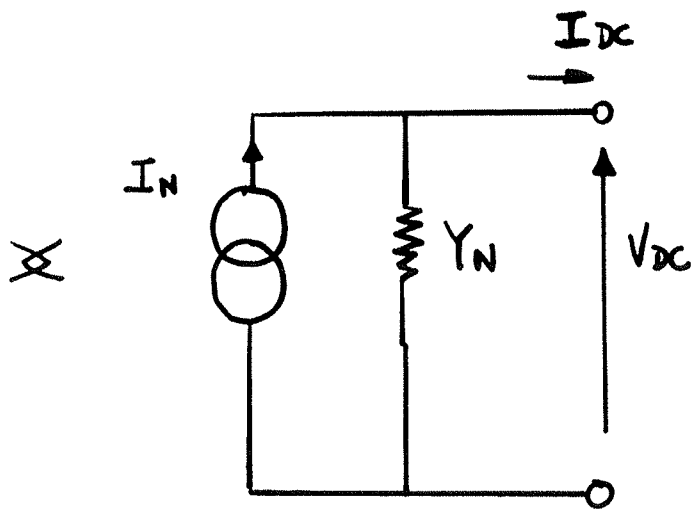
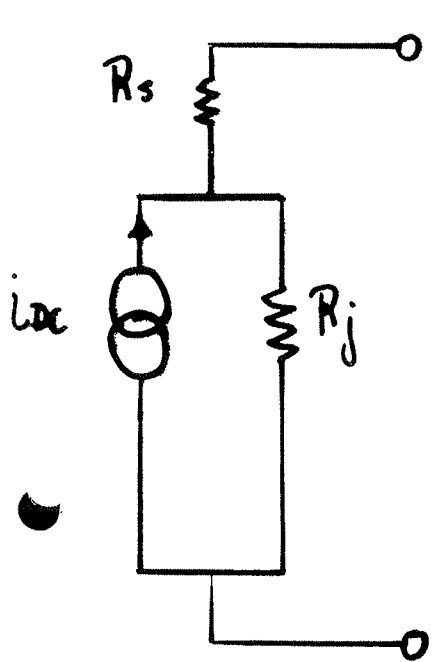
$$I_{DC} = \frac{|V_j|^2}{4} \frac{\alpha}{R_j}$$

$$\Rightarrow \beta_i = \frac{I_{DC}}{P_{RF}} = \frac{(\alpha / R_j)}{2 \left[\left(1 + \frac{R_s}{R_j} \right) \frac{1}{R_j} + (\omega C_j)^2 R_s \right]}$$



Sensibilidad de Corriente del Detector.

• Equivalente de Norton y de Thévening.



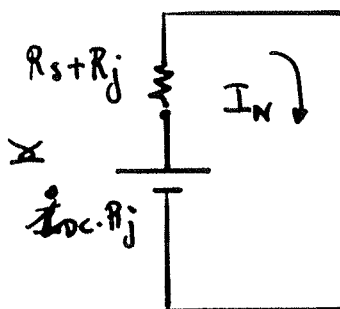
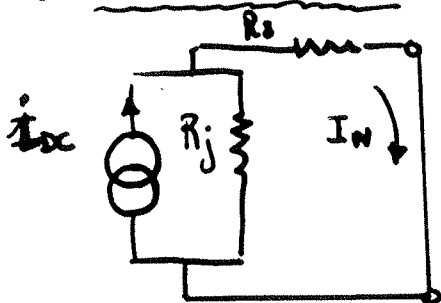
$I_N \equiv$ Equivalente de Norton

$Y_N \equiv$ Admitancia Equivalente de Norton.

$$I_{DC} = I_N - V_{DC} \cdot Y_N$$

$$I_N = I_{DC} \Big|_{V_{DC}=0}$$

• Cálculo de I_N :



$$I_N = \frac{i_{DC} R_j}{R_j + R_s}$$

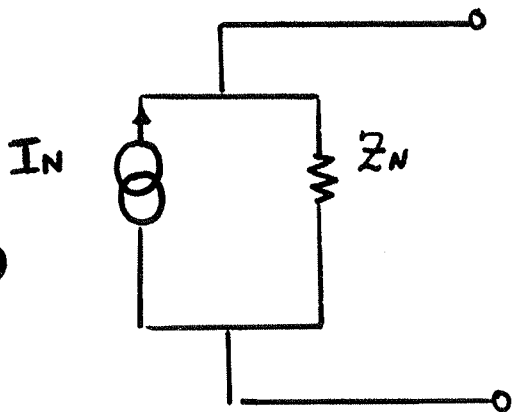
Sensibilidad de Corriente
en cortocircuito =

$$\beta_i \cdot \frac{R_j}{R_j + R_s}$$

• Cálculo de Y_N :

$$Y_N = (Z_N)^{-1} = (R_s + R_j)^{-1}$$

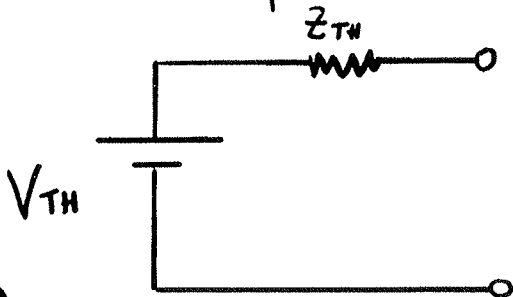
• Circuito Equivalente final:



$$I_N = \frac{i_{DC} \cdot R_j}{R_j + R_s}$$

$$Z_N = R_j + R_s$$

• Si lo ponemos ahora como el Equivalente de Thévenin:



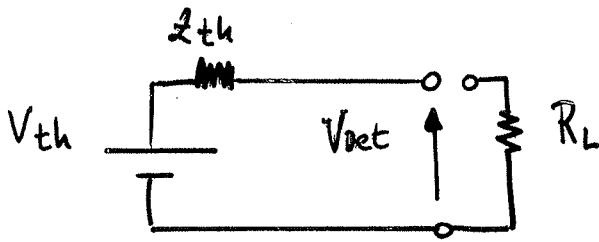
$$V_{TH} = I_N \cdot Z_N = i_{DC} \cdot R_j$$

Sensibilidad de Tensión en circuito abierto del detector =

$$\beta_v = \beta_i \cdot R_j$$

$$Z_{TH} = R_j + R_s$$

- Si tenemos en cuenta el efecto de la carga R_L :



$$V_{Detectada} = i_{DC} \cdot R_j \frac{R_L}{R_L + R_j + R_s}$$

$$\beta_v = \frac{V_{Detectada}}{P_{RF}} = \beta_i R_j \frac{R_L}{R_L + R_j + R_s}$$

Sustituyendo el valor de β_i :

$$\beta_v = \frac{0.5 R_L}{(i_s + I_0) (R_L + R_j + R_s) \left[\left(1 + \frac{R_s}{R_j} \right) + (\omega C_j)^2 R_s R_j \right]}$$

V/W

• Variación de la Sensibilidad del Detector con la frecuencia

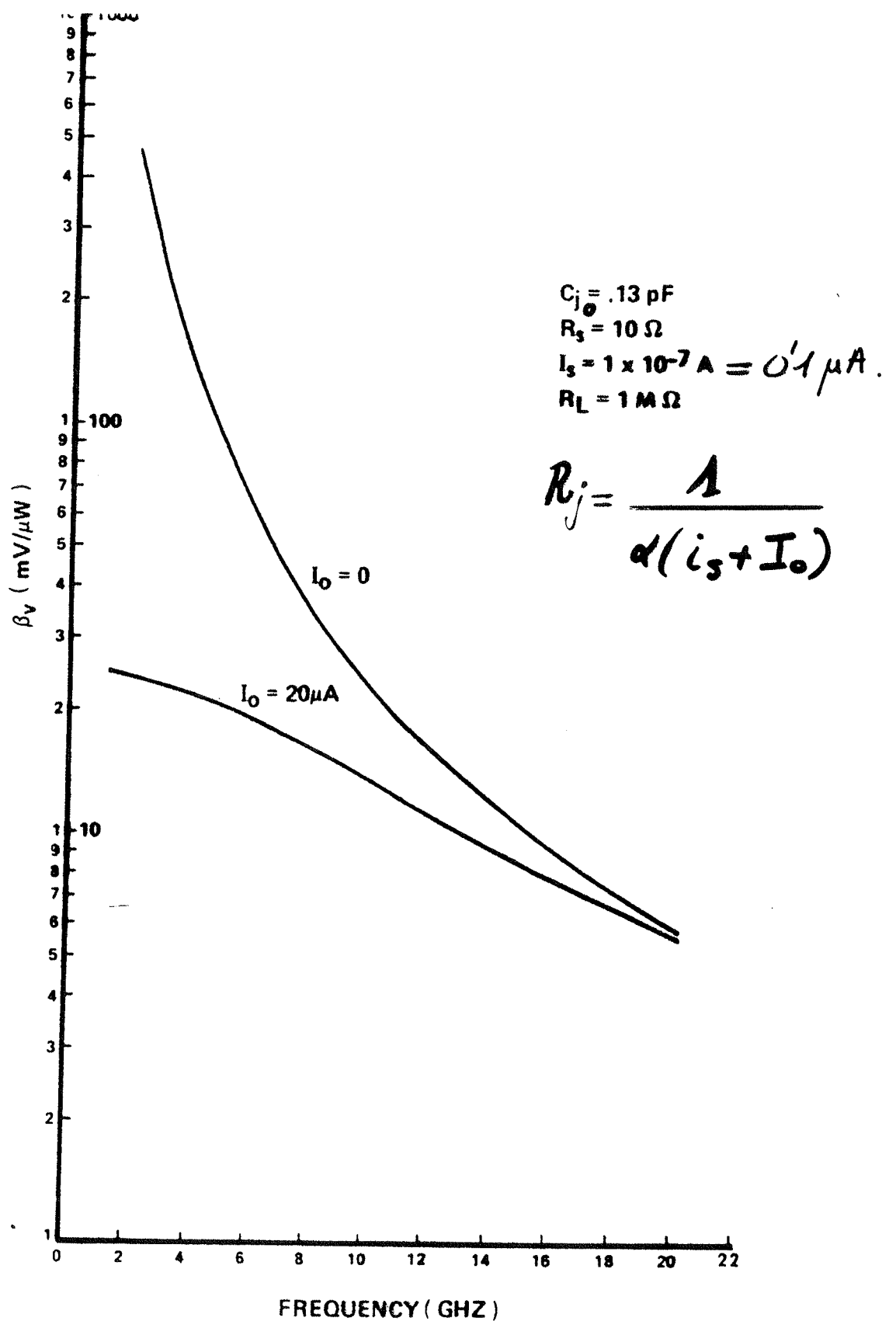


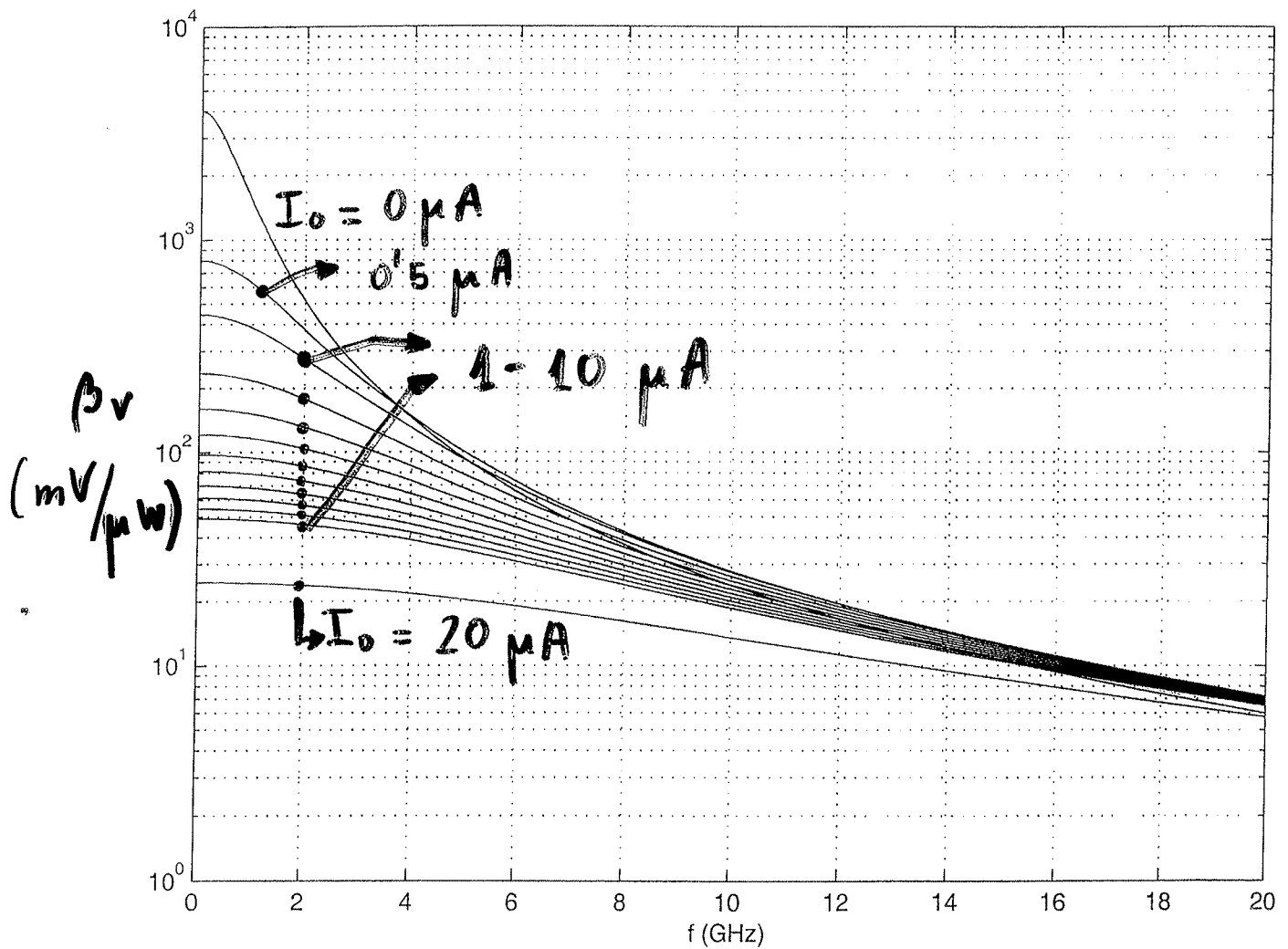
Figure 11.6 Detector diode voltage sensitivity.

$$C_j = 0.13 \text{ pF}$$

$$R_s = 10 \text{ } \Omega$$

$$I_s = 0.1 \text{ } \mu\text{A}$$

$$R_L = 1 \text{ M}\Omega$$



• Variación de la Sensibilidad del Detector con la Temperatura

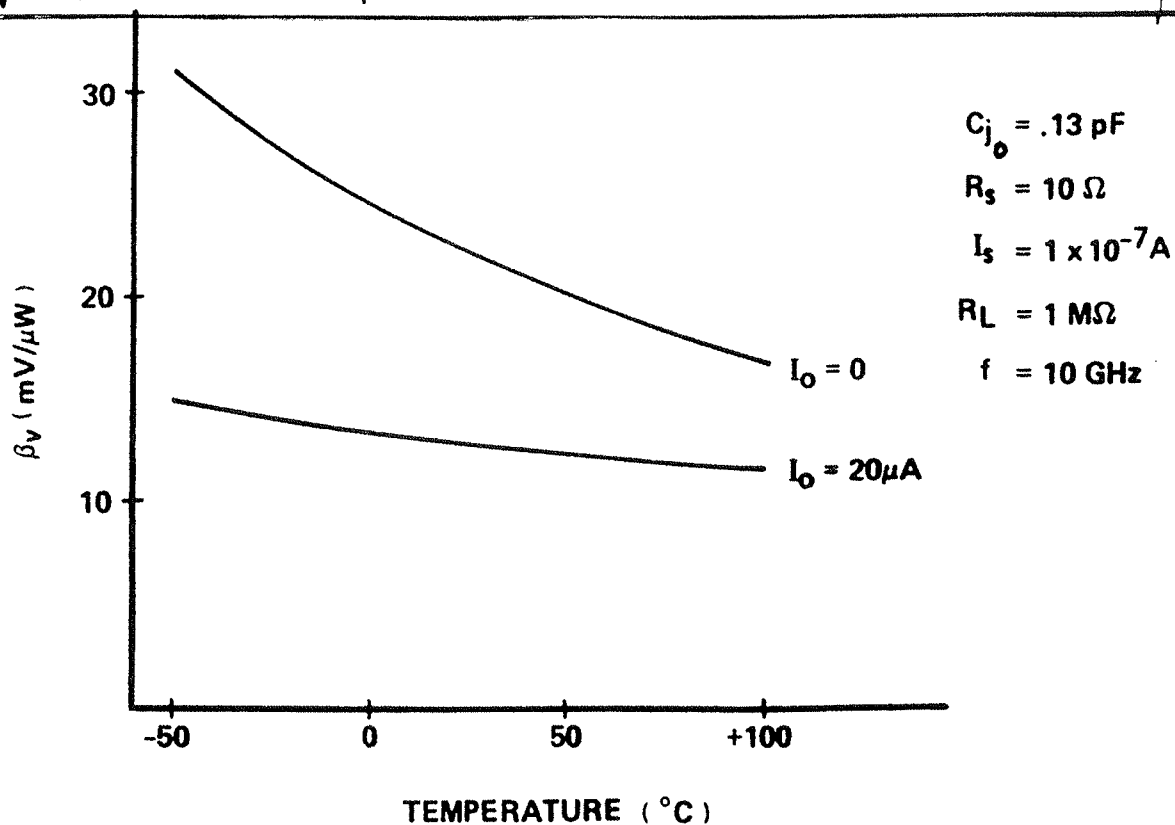
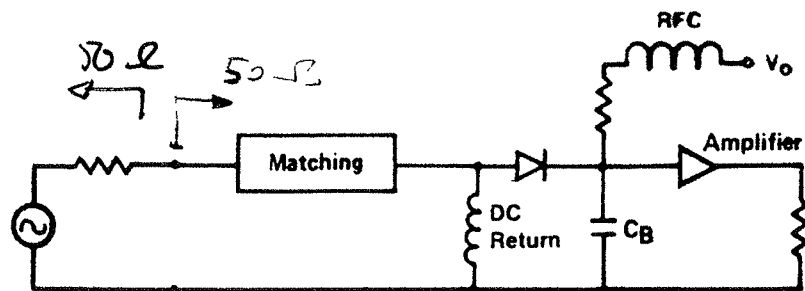


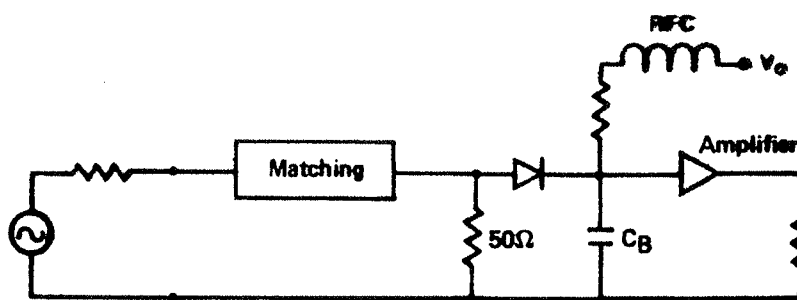
Figure 11.7 Detector voltage sensitivity variation with temperature.

$$R_j = \frac{1}{\alpha(I_s + I_0)} ; \alpha = e / n k T$$

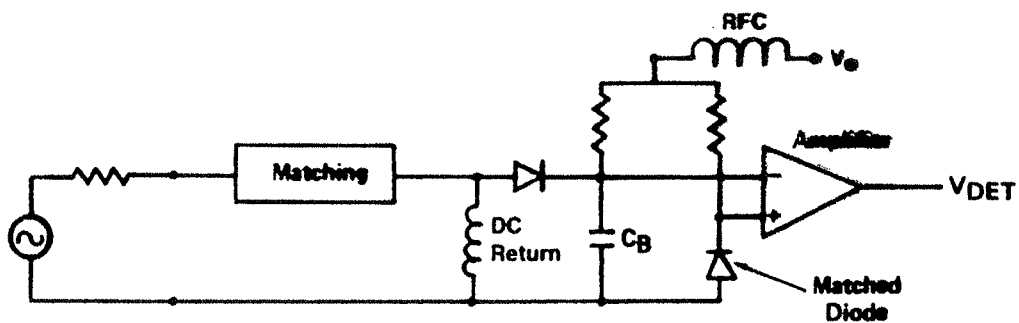
• Tipos de Detector



(a)



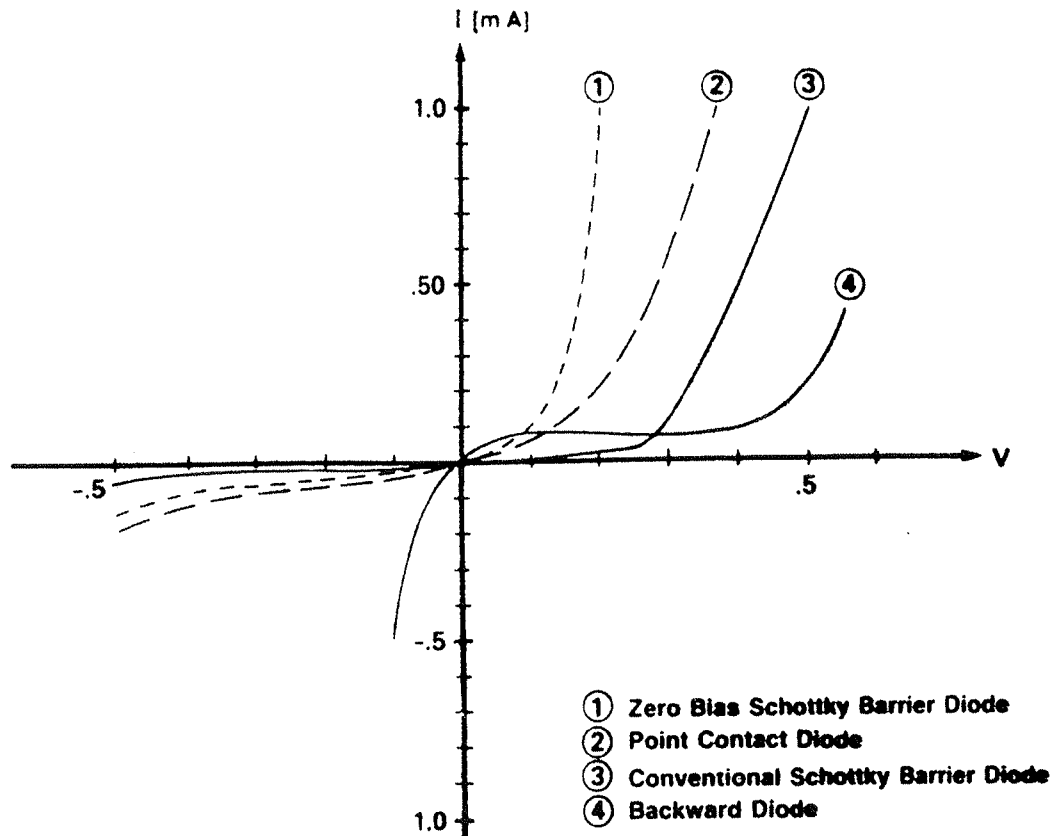
(b)



(c)

Figure 11.15 Detector types. (a) High-sensitivity detector. (b) Flat detector. (c) Temperature-compensated detector.

• Dispositivos Detectores



Eficiencia del Detector $\Rightarrow$ Depende del grado de no-linealidad del Diodo.

- Diodo Schottky Convencional $\Rightarrow$ Detector niveles $\uparrow$ de señal.
Si niveles $\downarrow$ $\Rightarrow$ necesidad polarizar
- Zero Bias Schottky $\Rightarrow$ No necesita polarización, no linealidad en el origen.
- Diodo Backward $\equiv$ Diodo Tunnel $\Rightarrow$ Buen detector de bajos niveles

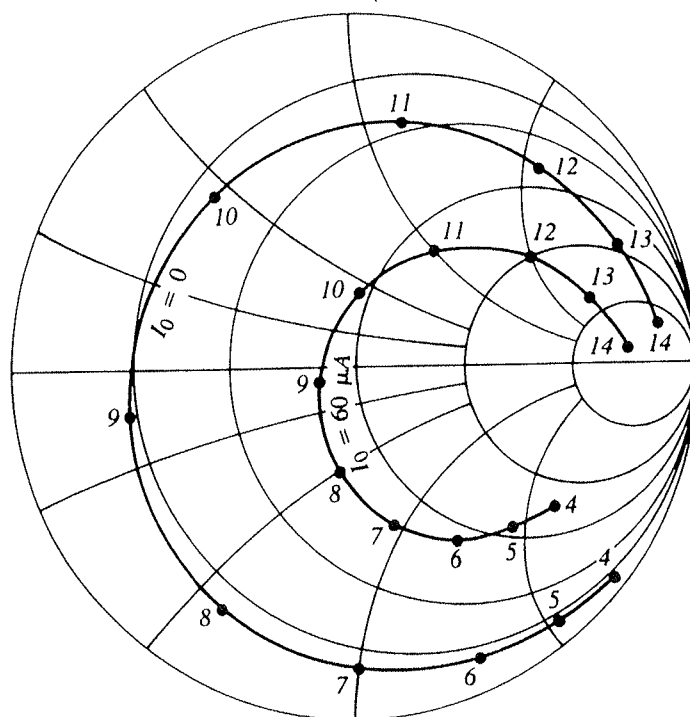


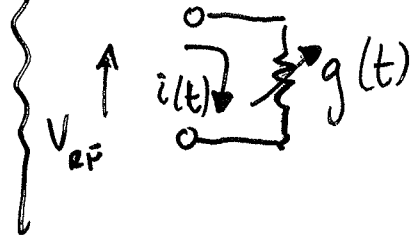
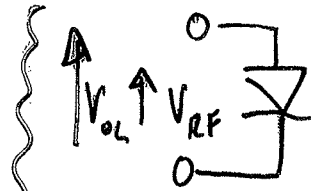
FIGURE 11.13 Impedance of the diode of Example 11.4 for two bias states, from 4 to 14 GHz.

Ejemplo : Mezclador 2.m

Diodo : $\alpha = 1/25 \text{ mV}$; $I_S = 1 \mu\text{A}$

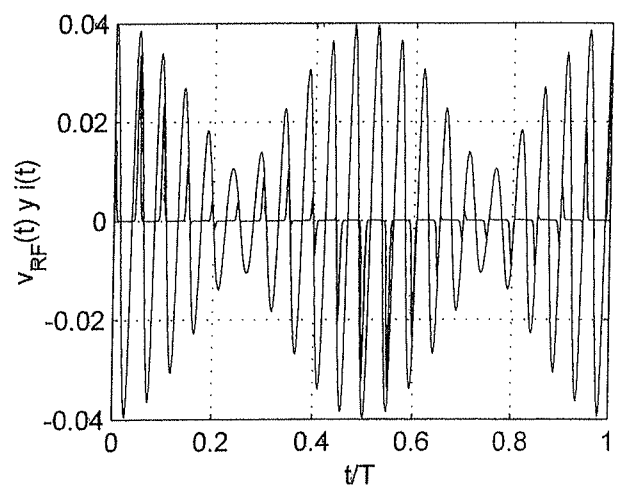
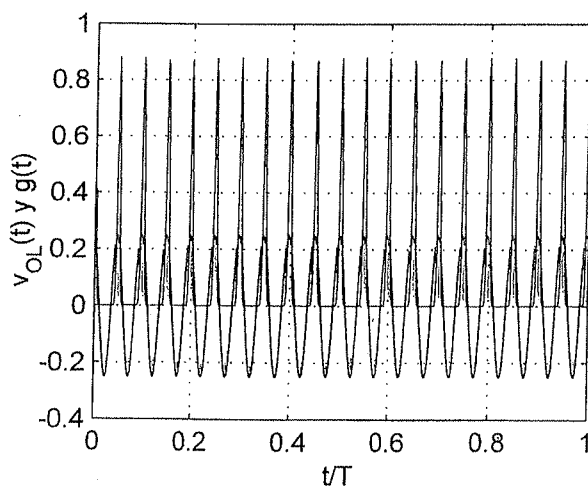
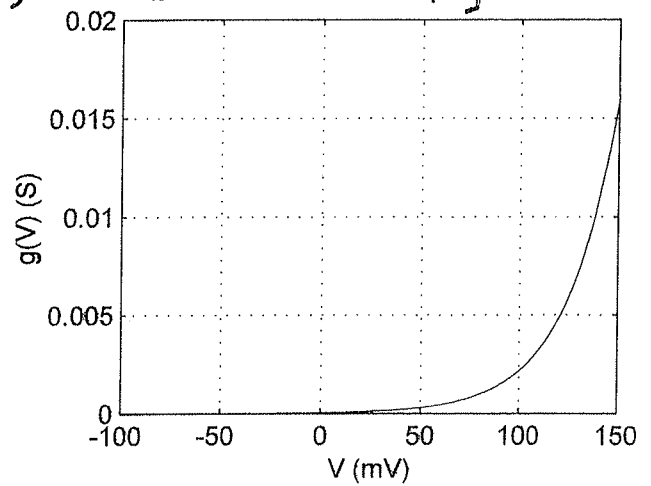
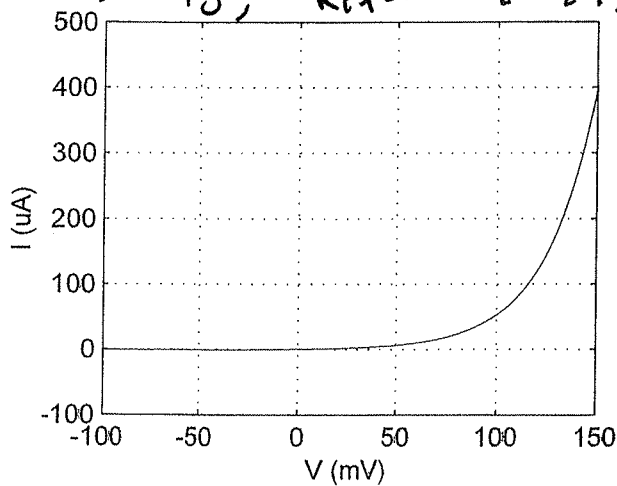
$$v_{OL}(t) = V_{OL} \cdot \cos[\omega_{OL}t + \pi/8]$$

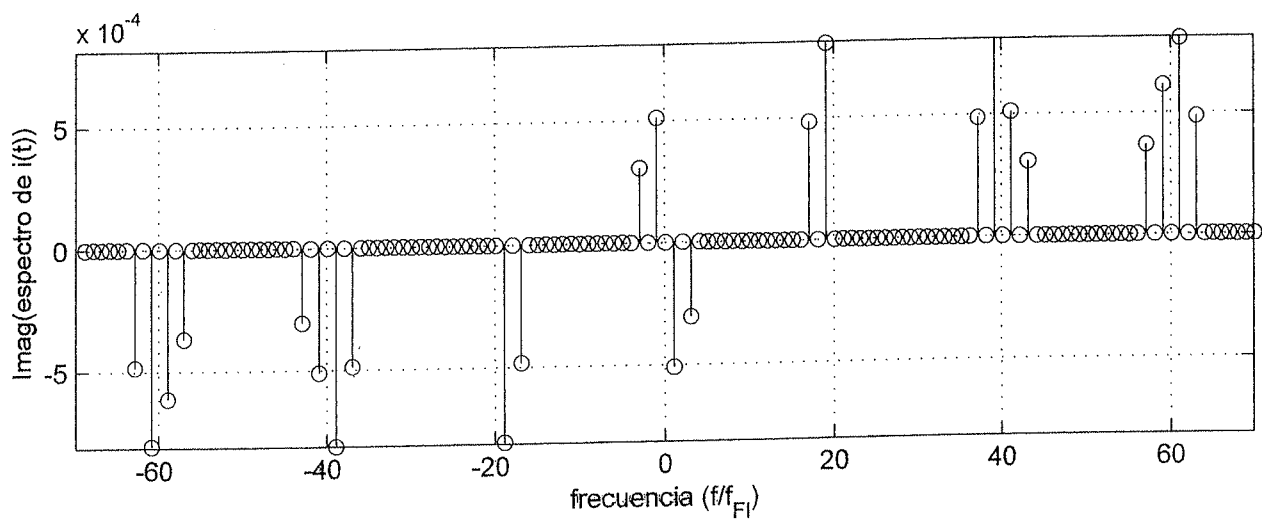
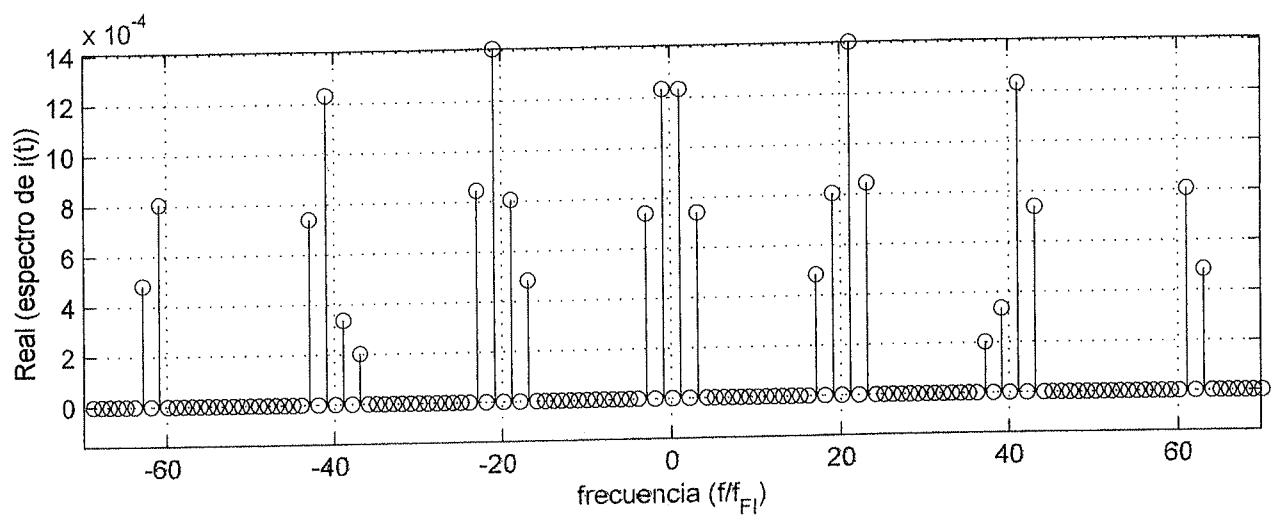
$$v_{RF}(t) = V_{RF1} \cos[\omega_{RF1}t] + V_{RF2} \cos[\omega_{RF2}t]$$



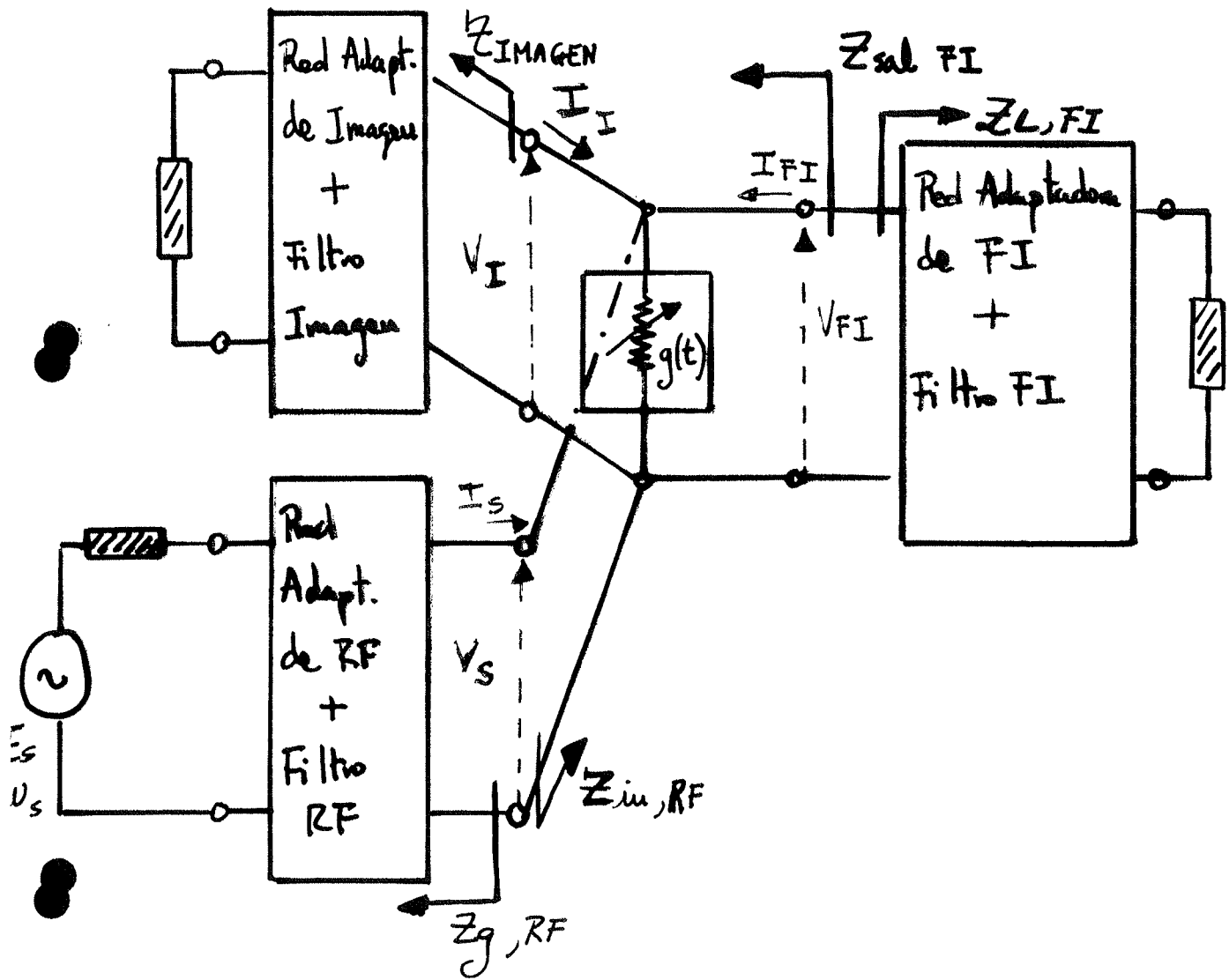
$$V_{OL} = 250 \text{ mV} ; V_{RF1} = 25 \text{ mV} ; V_{RF2} = 15 \text{ mV}$$

$$\omega_{OL} = 20 [2\pi/T] ; \omega_{RF1} = 21 [2\pi/T] ; \omega_{RF2} = 23 [2\pi/T] ; T = 2\pi ;$$

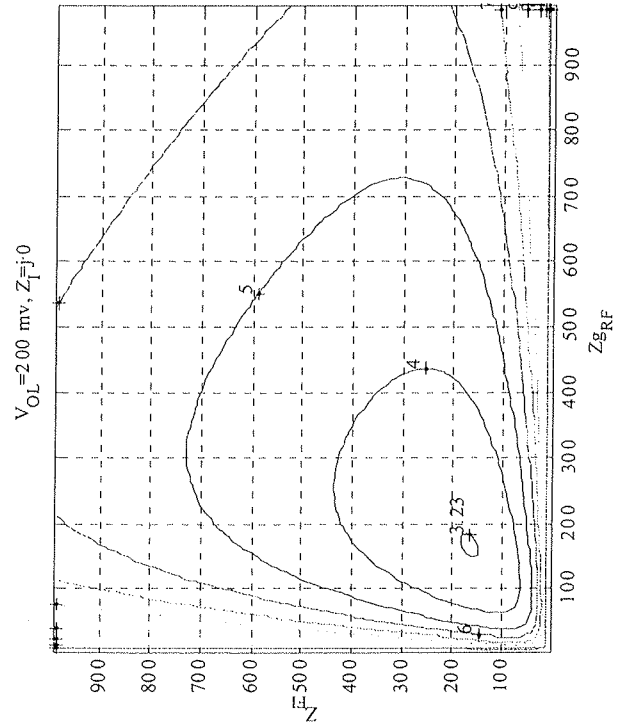
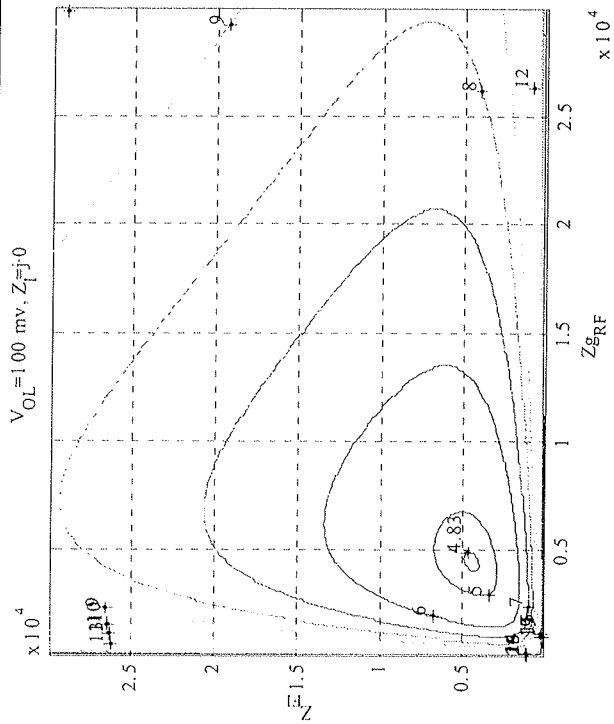
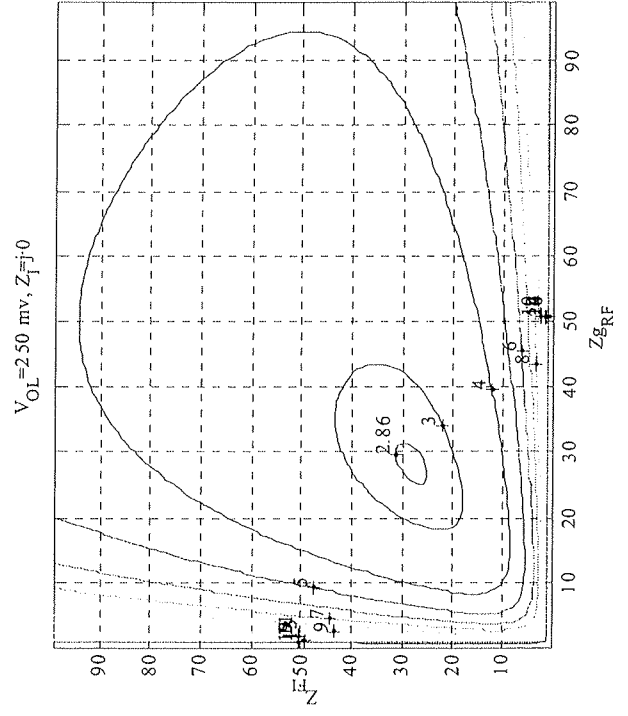
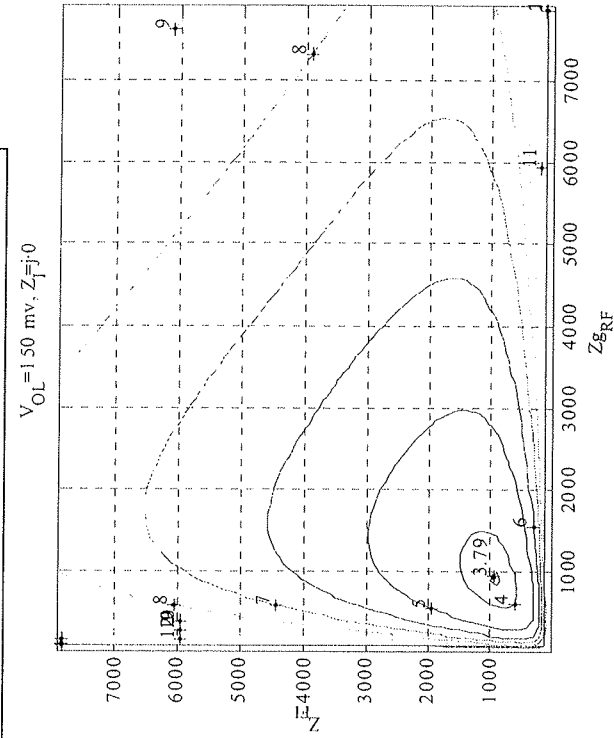




Circuito equivalente de un mezclador.-

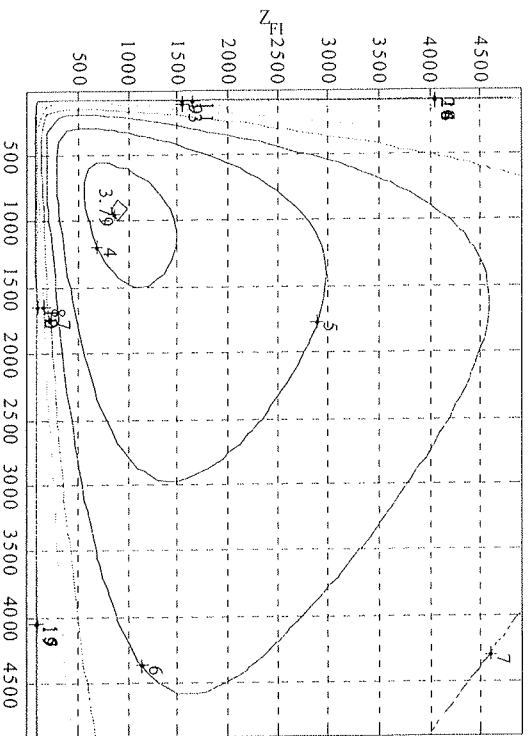


Evolución de las Pérdidas de Conversión ($Z_I=j\cdot 0$)

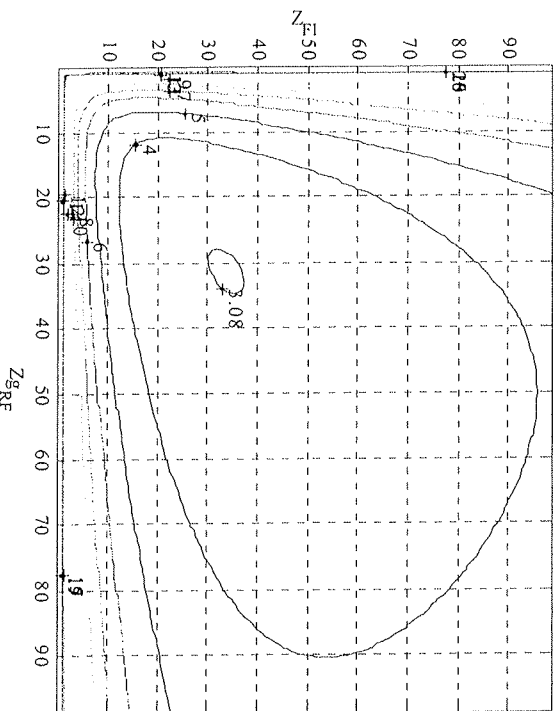


Evolución de las Pérdidas de Conversión ($Z_T=j\cdot 10$)

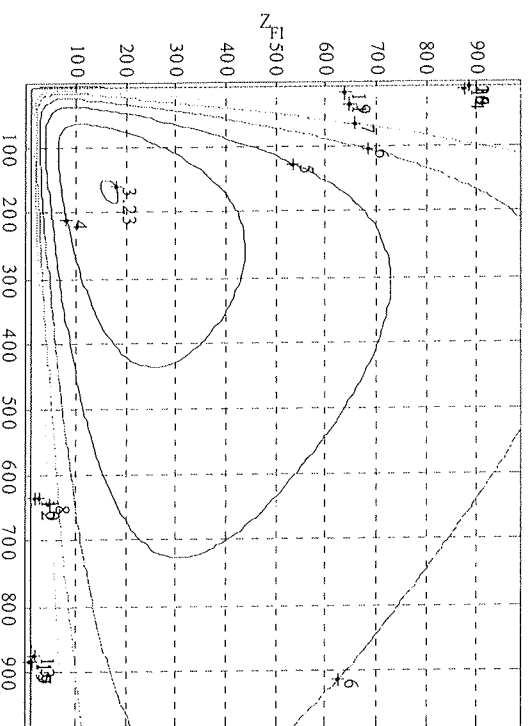
$V_{OL}=150\text{ mV}, Z_T=j\cdot 10$



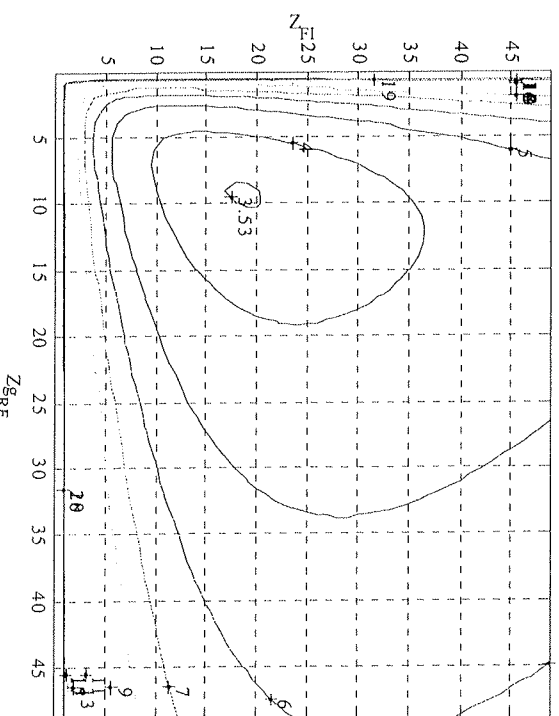
$V_{OL}=250\text{ mV}, Z_T=j\cdot 10$



$V_{OL}=200\text{ mV}, Z_T=j\cdot 10$

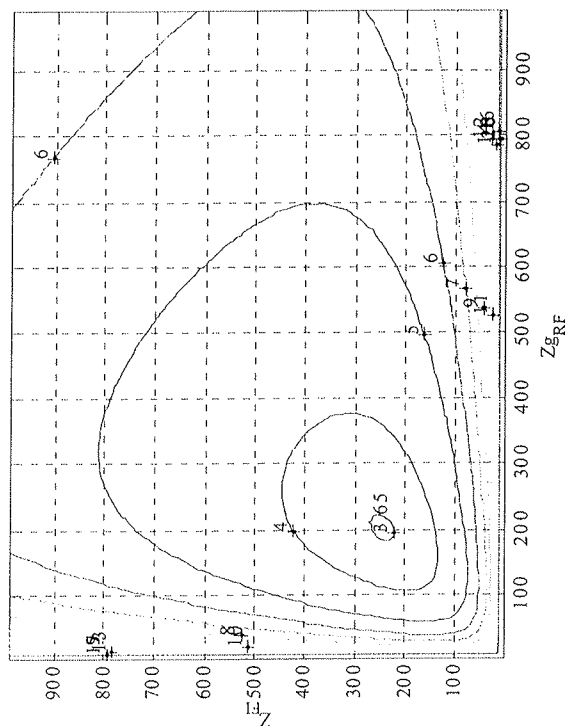


$V_{OL}=300\text{ mV}, Z_T=j\cdot 10$

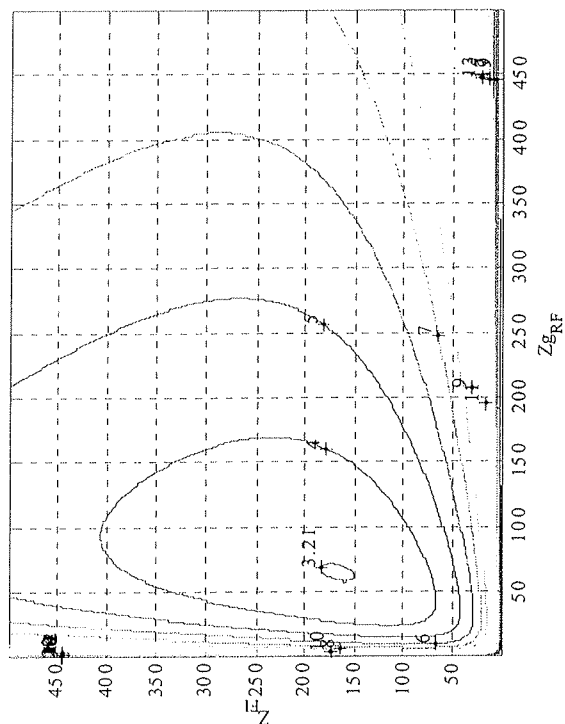


Evolución de las Pérdidas de Conversión ($Z_T=j \cdot 100$)

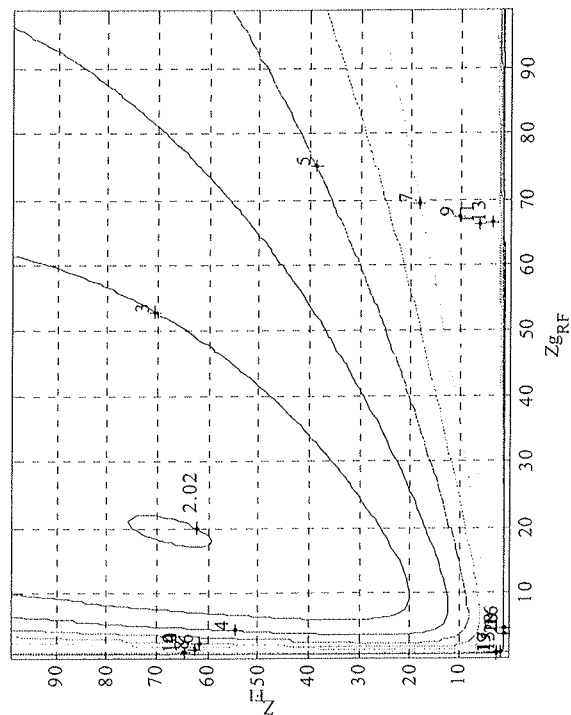
$V_{OL}=200$ mv, $Z_T=j \cdot 100$



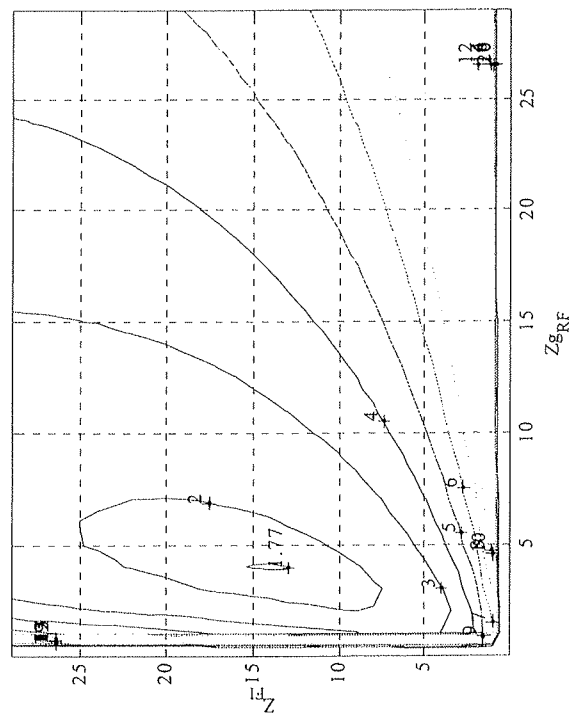
$V_{OL}=250$ mv, $Z_T=j \cdot 100$



$V_{OL}=300$ mv, $Z_T=j \cdot 100$

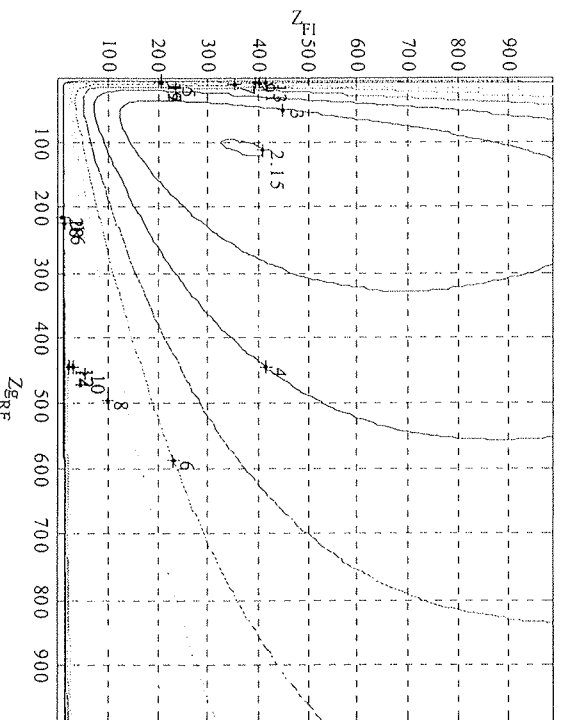


$V_{OL}=350$ mv, $Z_T=j \cdot 100$

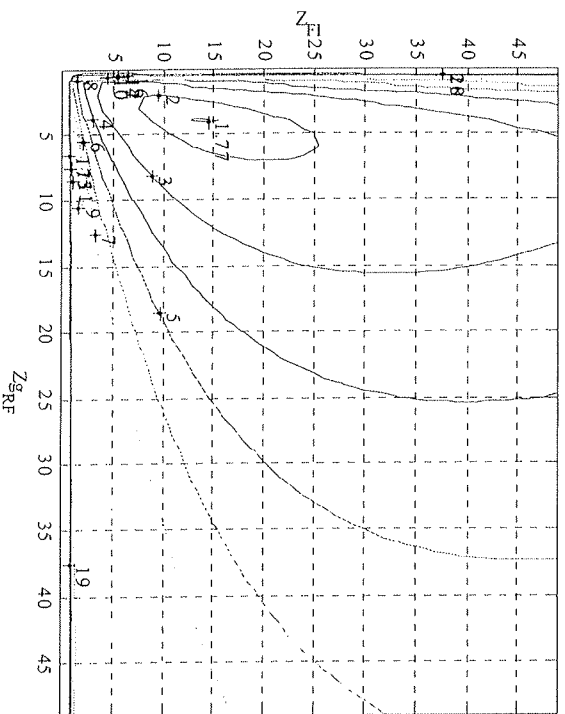


Evolución de las Pérdidas de Conversión ($Z_I=j \cdot 10^4$)

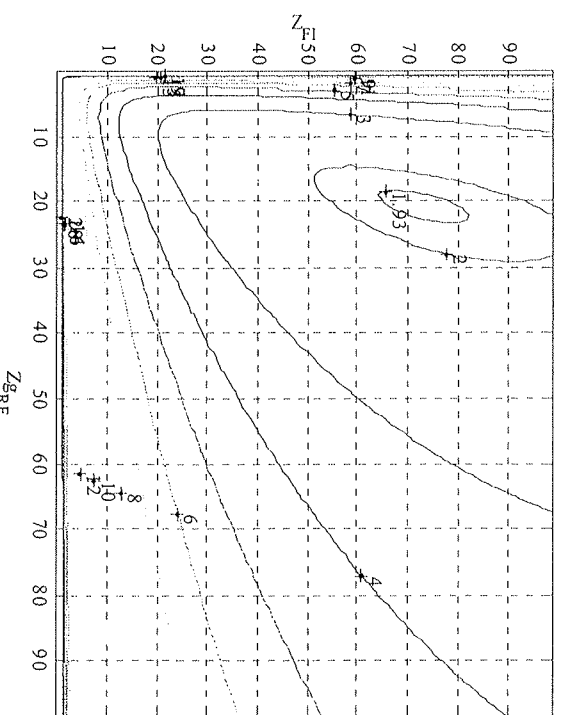
$V_{OL}=250\text{ mV}, Z_I=j \cdot 10^4$



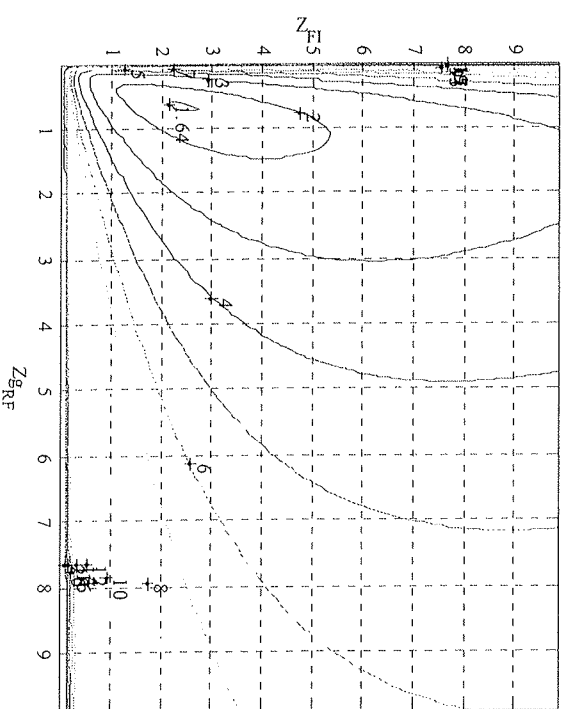
$V_{OL}=350\text{ mV}, Z_I=j \cdot 10^4$



$V_{OL}=300\text{ mV}, Z_I=j \cdot 10^4$

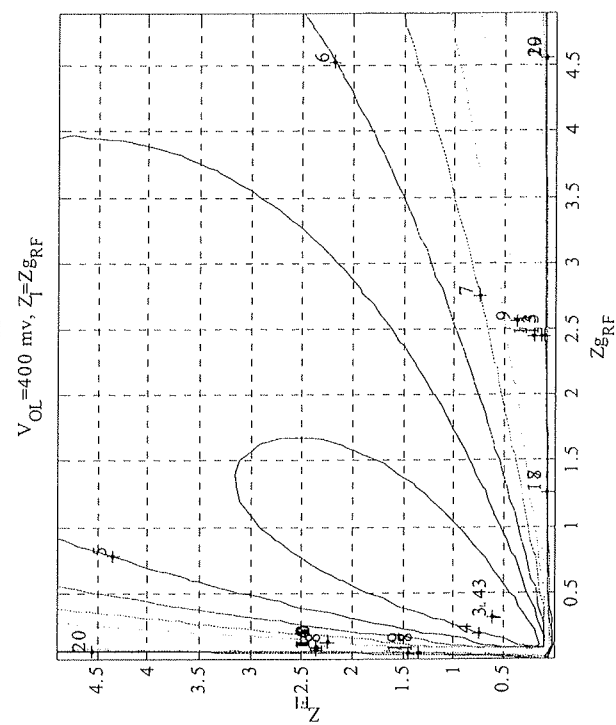
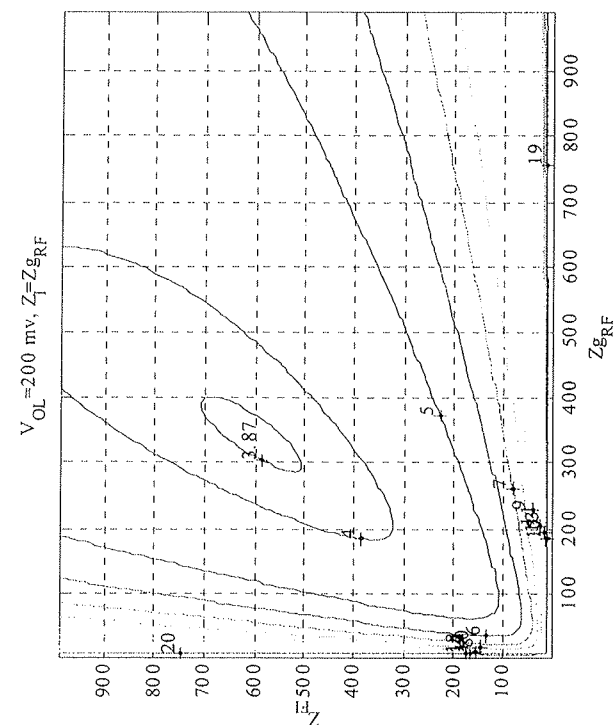
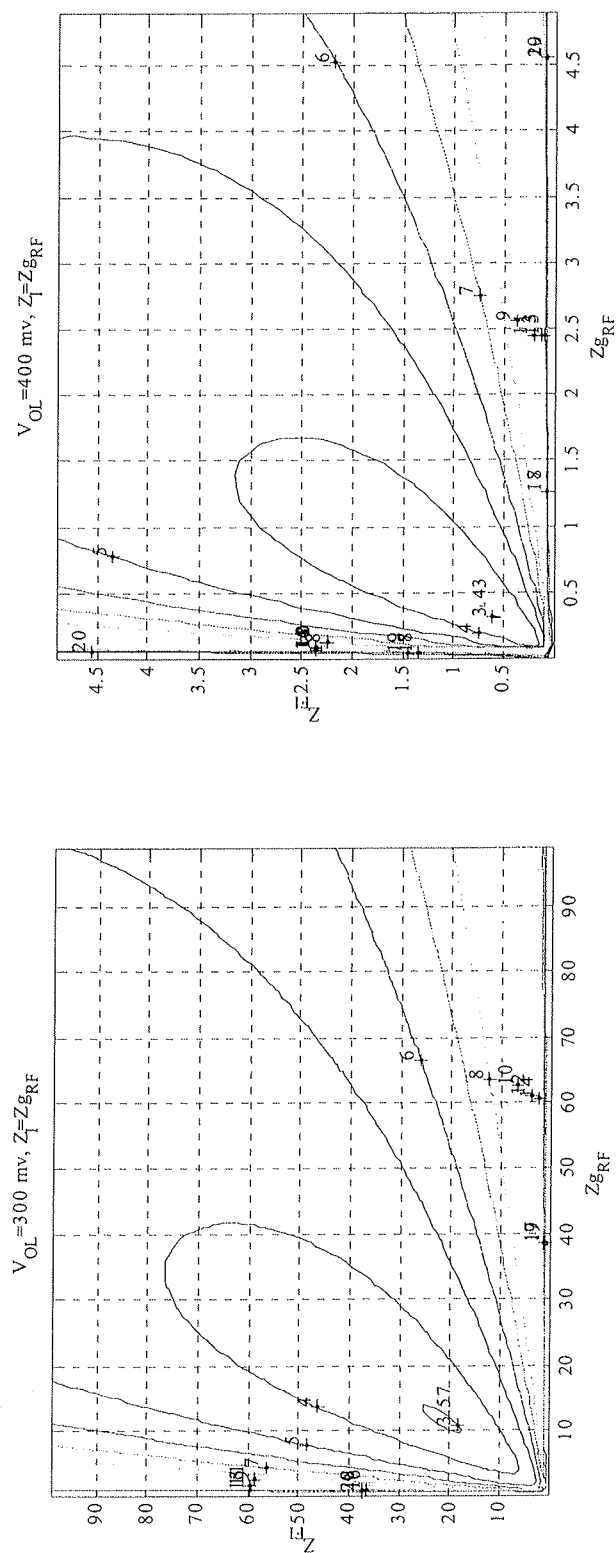
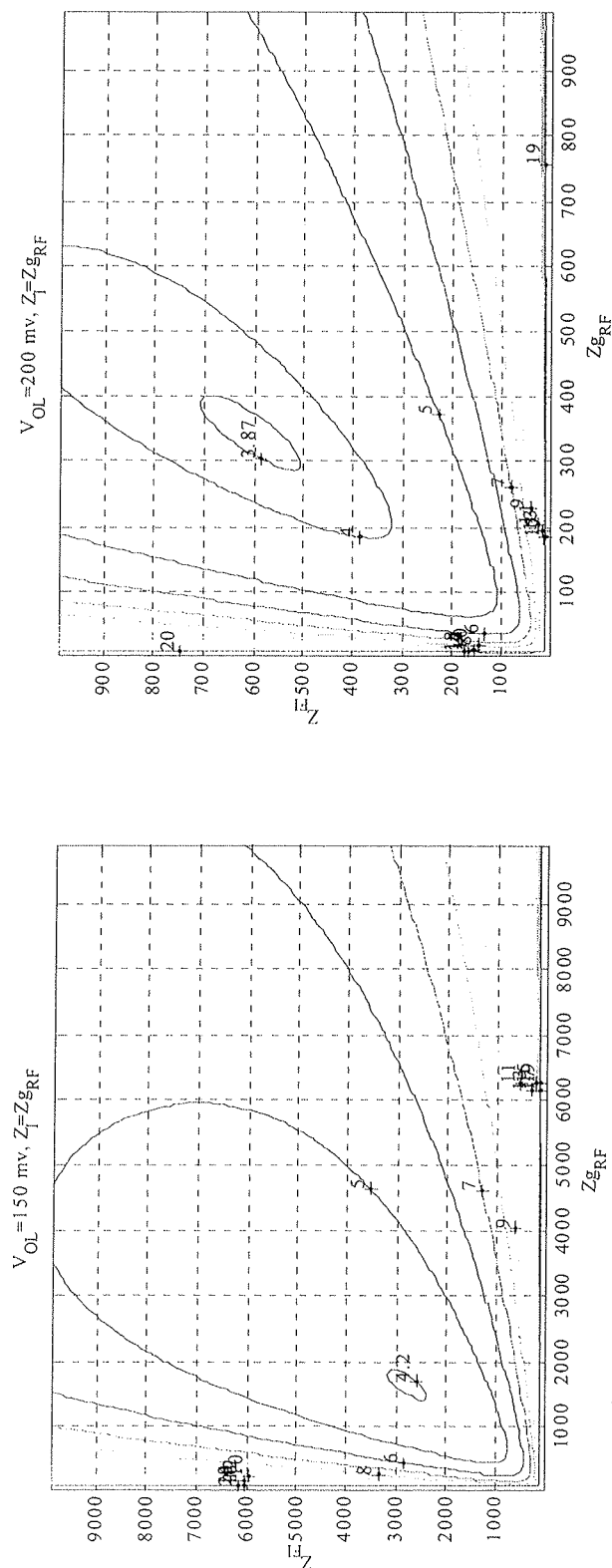


$V_{OL}=400\text{ mV}, Z_I=j \cdot 10^4$



ot

Evolución de las Pérdidas de Conversión ($Z_I = Z_{GRF}$)



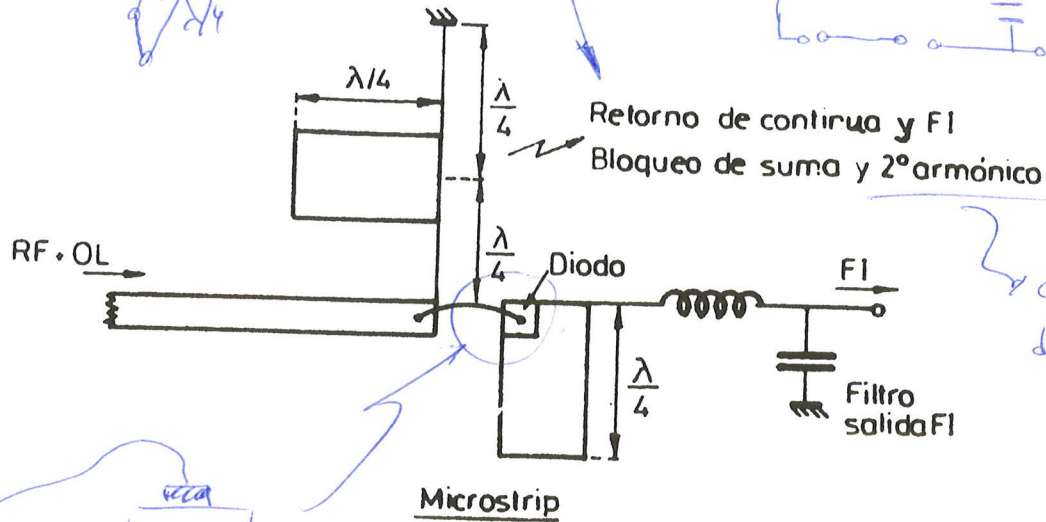
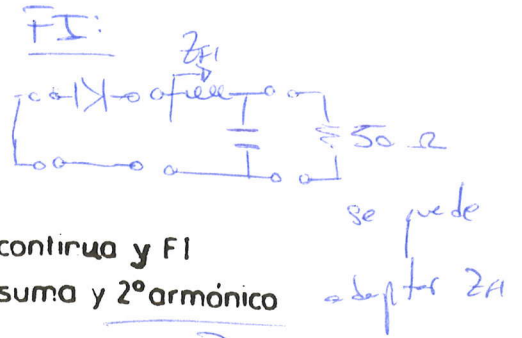
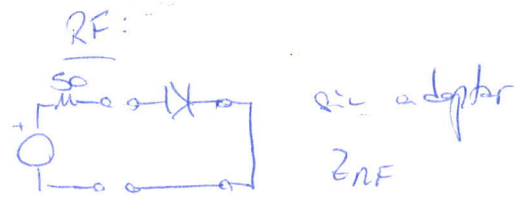
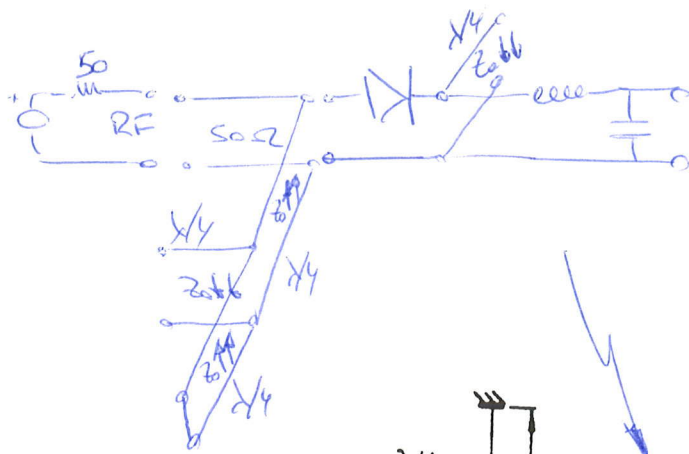
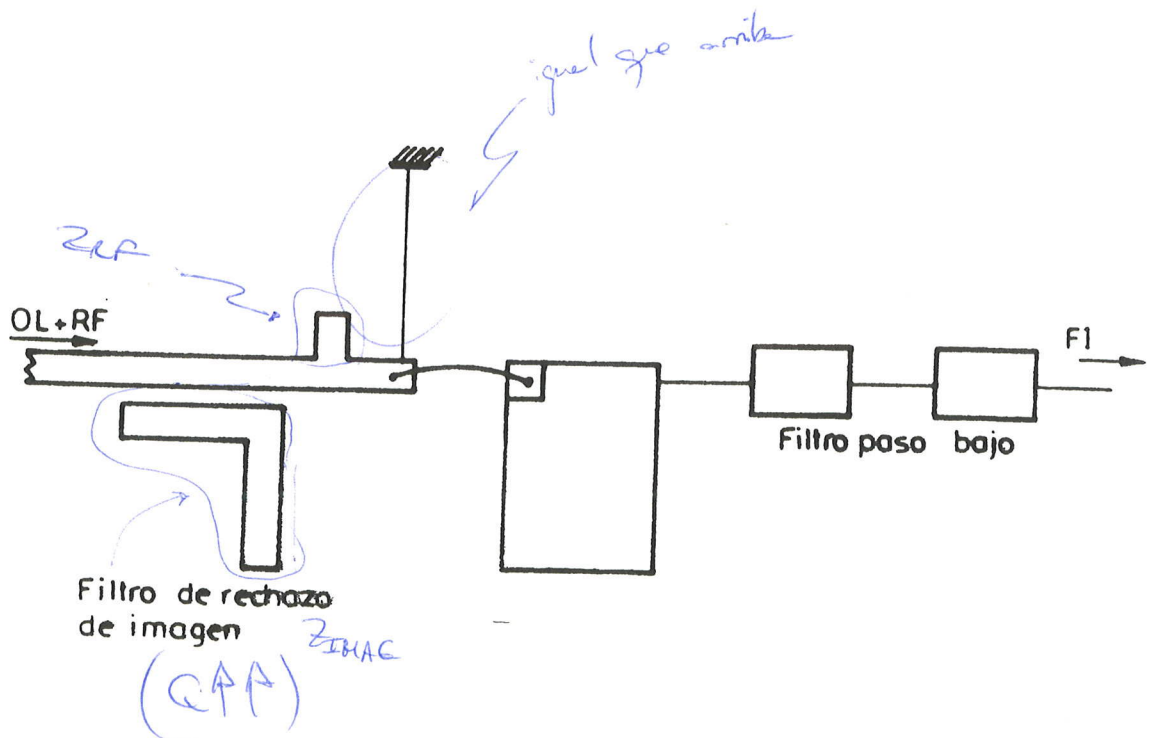
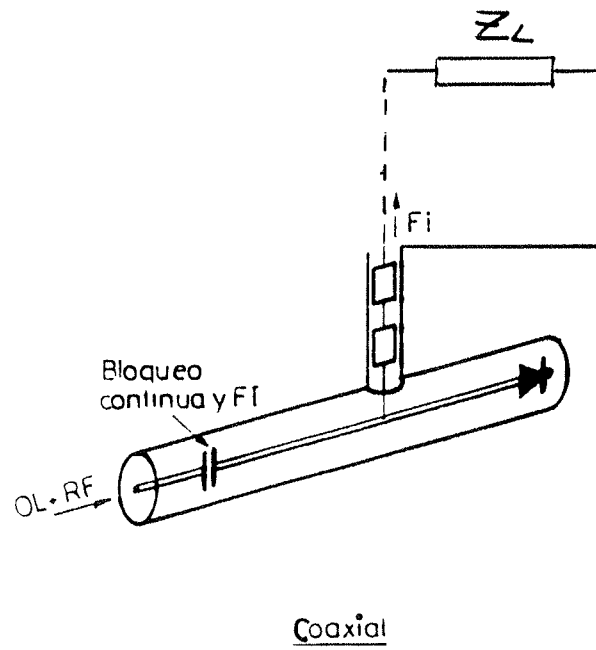
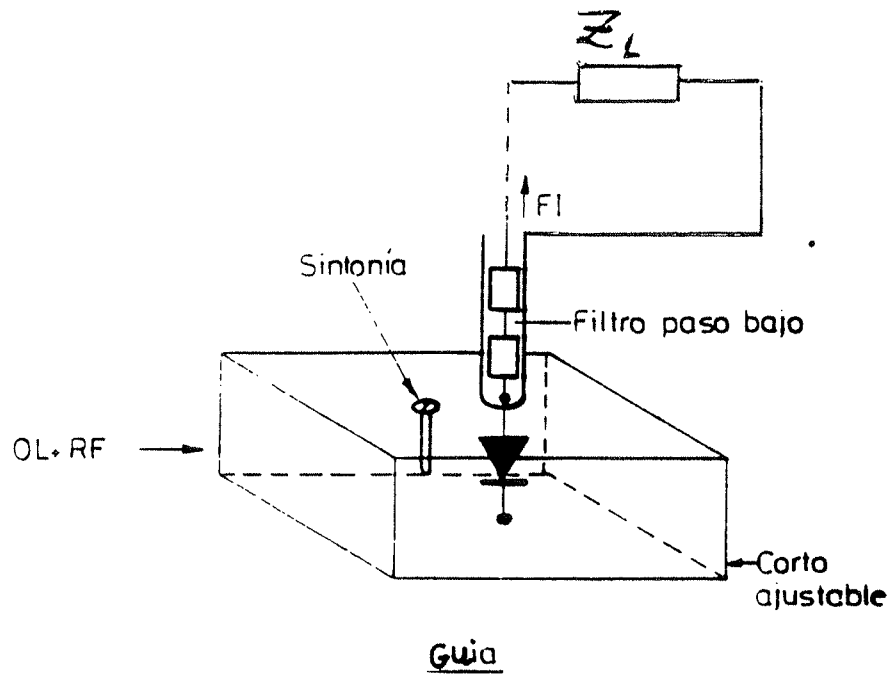


Figura 15

No hay reforzamiento de imagen





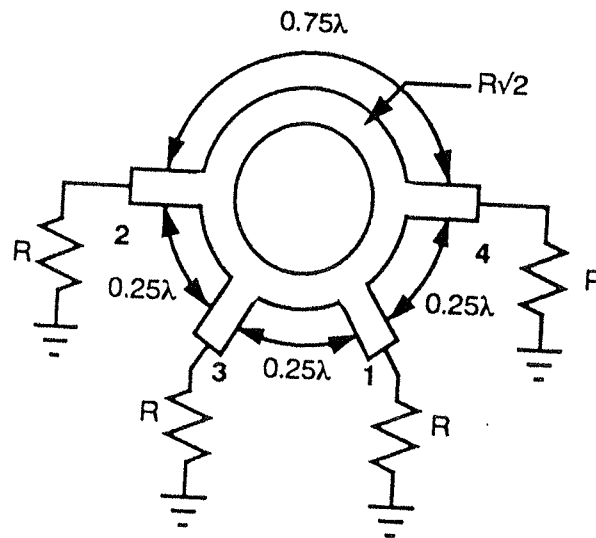


Figure 7.5 The ring hybrid. The figure shows a top view of a microstrip realization. The straight lines between the ring and terminations are interconnections and may have arbitrary length.

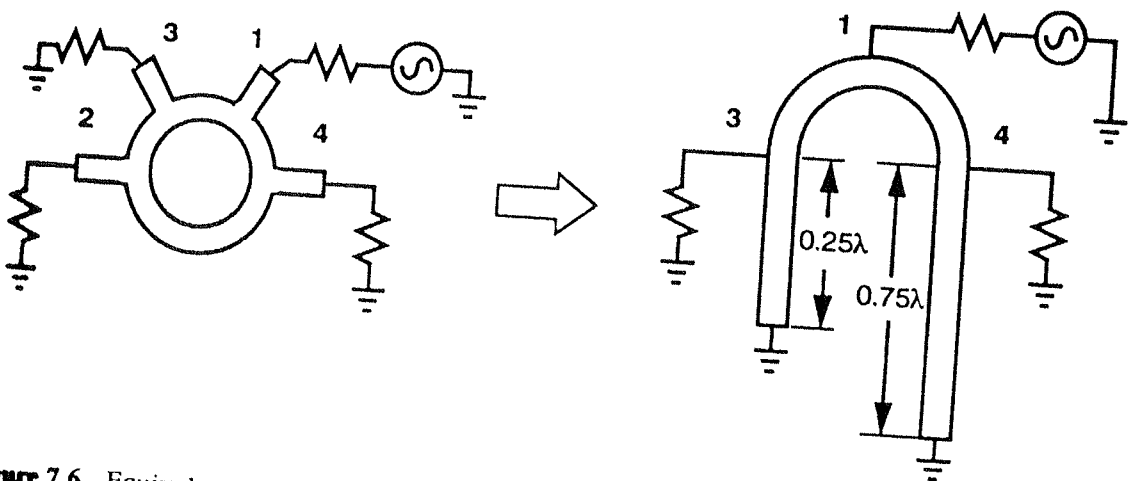


Figure 7.6 Equivalent circuit of the ring hybrid when port 1 is excited. Port 2 is a virtual ground, and the input power is divided between ports 3 and 4. Essentially the same equivalent circuit is valid if port 3 is excited. If port 2 or 4 is excited, the equivalent circuit is also similar; the only difference is that both stubs are 0.25λ and one of the paths from the excitation point to a load is 0.75λ .

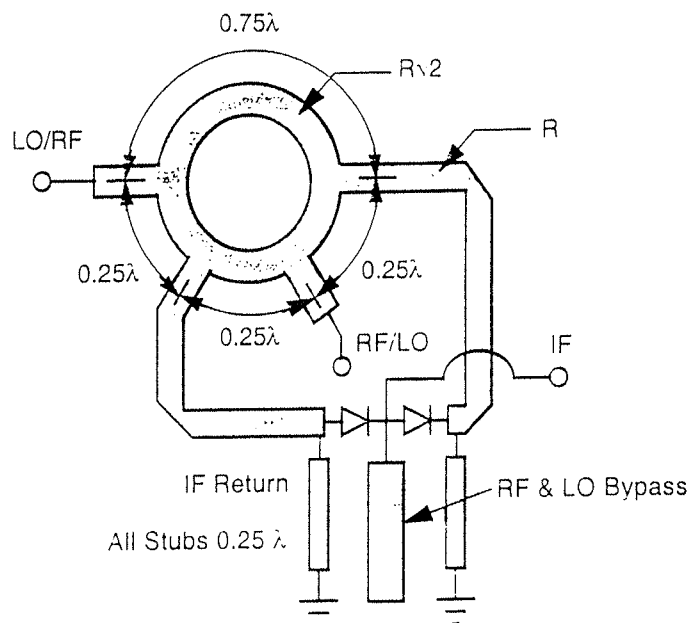


Figure 3.2 The rat-race mixer. R is the port impedance of the hybrid, usually 50Ω . The lines from the ring to the diodes must be equal in length. The stubs are 0.25λ at the center of the RF/LO band.

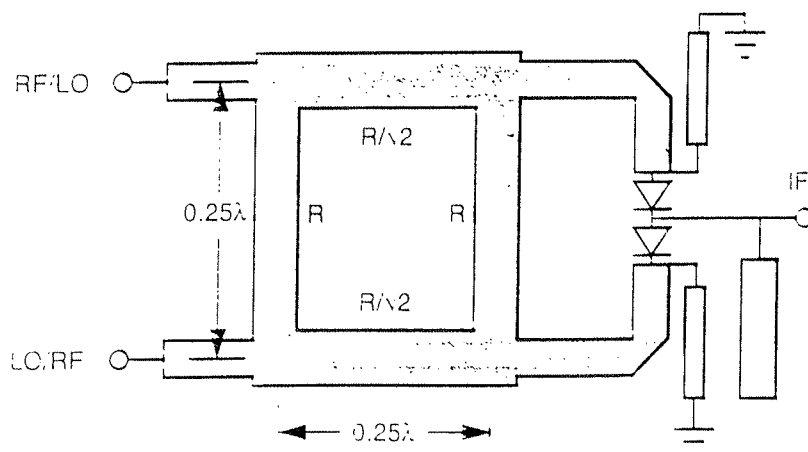
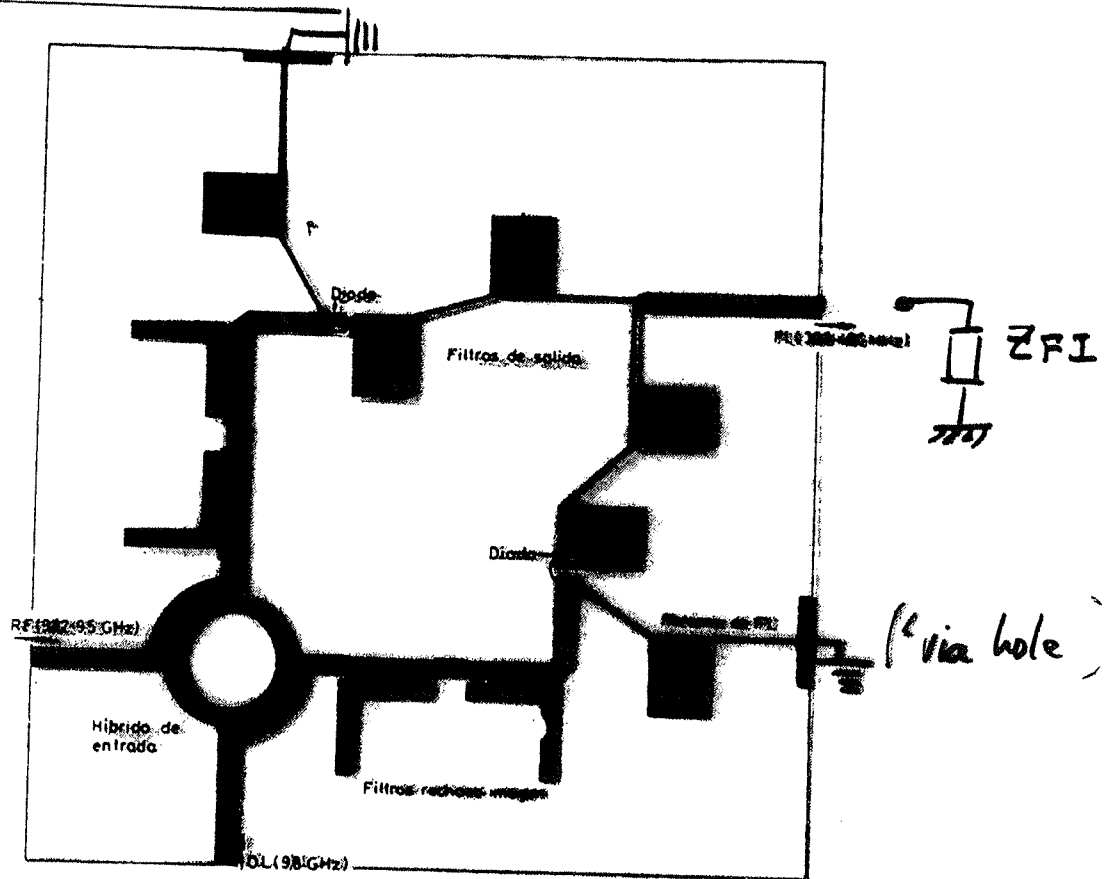


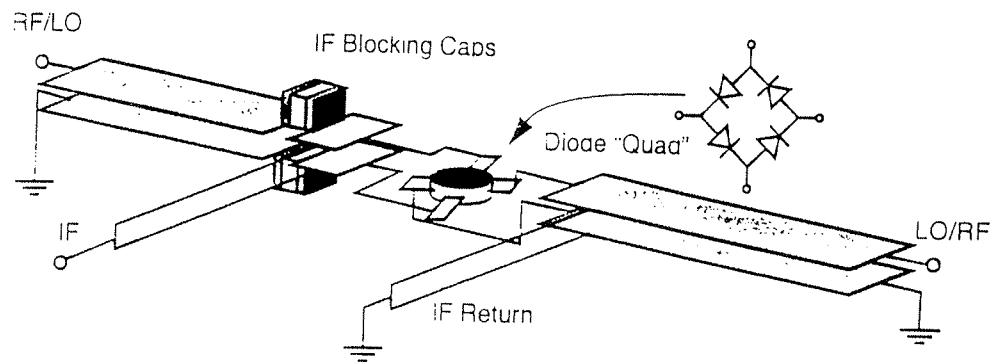
Figure 3.5 A 90-degree singly balanced mixer. The design and characteristics are similar to those of the rat-race mixer.

* Mezclador Balanceado

Sustrato
 $\epsilon_r = 9,8$

Escala:
4:1





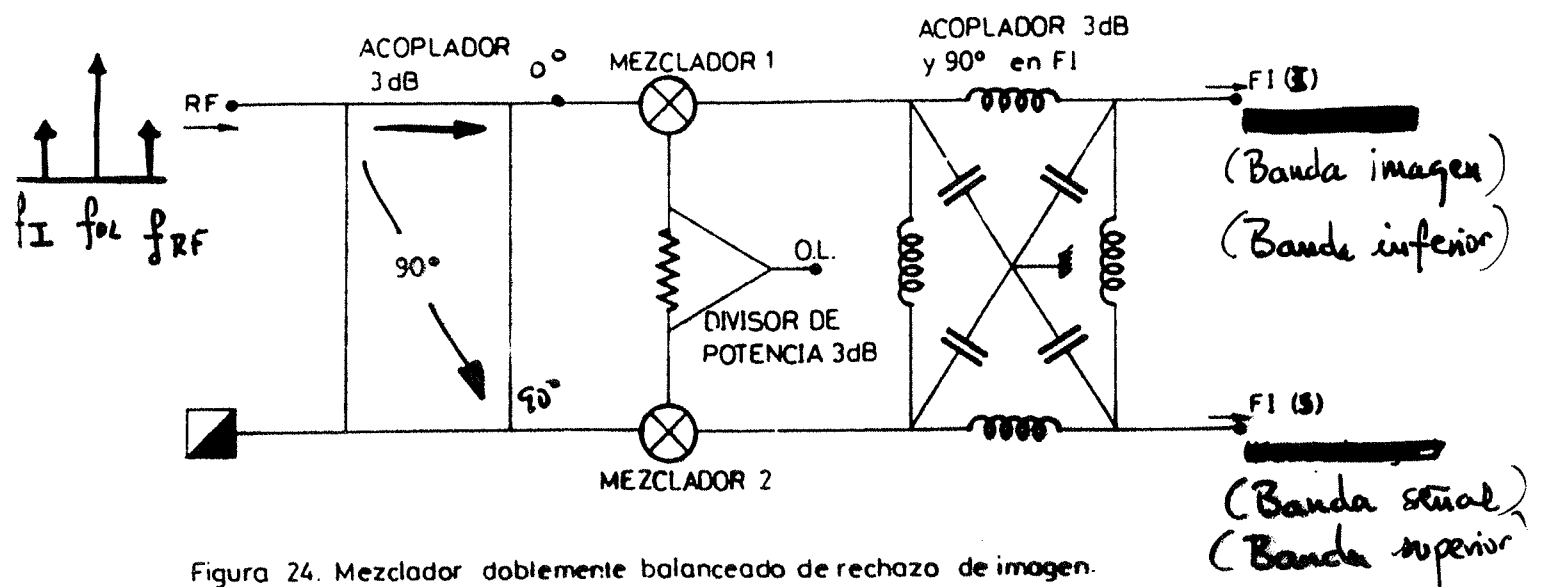


Figura 24. Mezclador doblemente balanceado de rechazo de imagen.

$Mx\ 1$ y $Mx\ 2 \rightarrow Mx$'s simplemente balanceados