

Amplificadores Operacionales.

$I_B$  = Para polarizar los transistores de errado en conf. diferencial.  $I_B = \frac{|I_B^+| + |I_B^-|}{2}$

$I_{os}$  = Produce una tensión en la salida del AO.  $I_{os} = (|I_B^+| - |I_B^-|)$

$V_{os}$  = Debida a desbalances muy pequeños en su circuito de errado.

$V_{om}$  = Tensión  $V_{pp}$  para MES

$t_c$  = Tensiones Grandes del 10% al 90% en la salida

$A_B$  = Ancho de banda (señales fuertes) @ 1KHz ref. [Lazo cerrado]

$A_B = \frac{B}{t_c}$  " débiles). Se varía la freq., ajustando la errado para salida constante.

Componentes Lógicos

$V_{th\min}$  = mínima tensión de salida en estado alto.

$V_{ih\min}$  = mínima tensión de entrada para considerarlo HIGH.

$V_{il\max}$  = máxima tensión de entrada " " LOW

$V_{ol\max}$  = máxima tensión de salida en estado LOW

Son parámetros estáticos, pero suelen medirse bajo señales dinámicas a fin de tener en cuenta sus efectos capacitivos

$I_{ih}$  = Máxima corriente de errado que puede suministrarse en HIGH

$I_{il}$  = " " " " " " LOW

$I_{ol\max}$  = Máxima corriente de salida manteniendo  $V_o \leq V_{ol\max}$

$I_{oh\max}$  = Máxima corriente de salida manteniendo  $V_o \geq V_{oh\max}$ .

Mediciones en Amplificadores de Audiofrecuencia

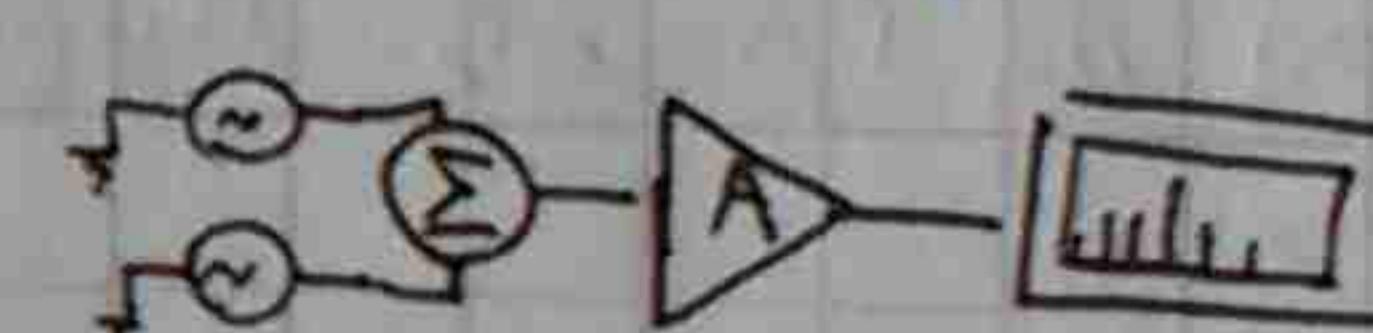
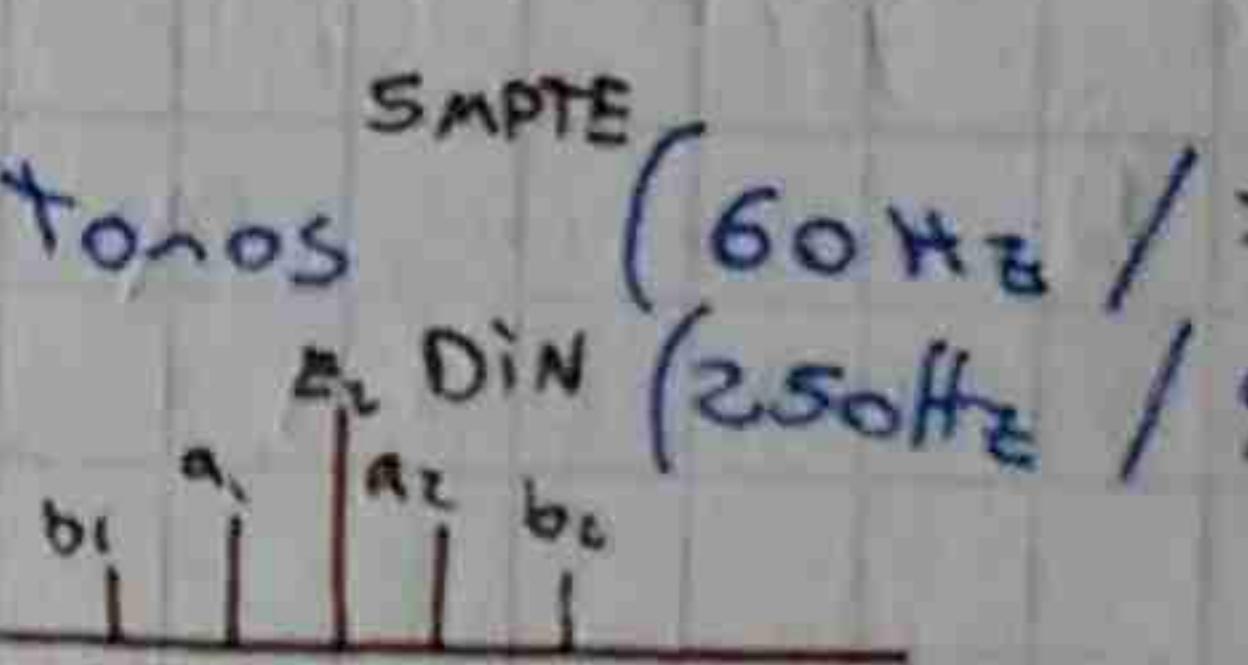
Respuesta en frecuencia: Dentro del ancho de banda el amplificador debería tener una respuesta plana.

Medidas de distorsión:

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{V_1^2} \cdot 100 \quad THD+N = \frac{\sqrt{V_{noise}^2 + V_{noise}^2 + \dots + V_{noise}^2 + V_{noise}^2}}{V_{noise}^2} \cdot 100$$

Distorsión por intermodulación: Dos tonos SMPTE (60Hz / 7KHz) de relación amplitud (4:1)

$$D[\%] = 100 \cdot \frac{\sqrt{(a_1+a_2)^2 + (b_1+b_2)^2}}{E_d}$$

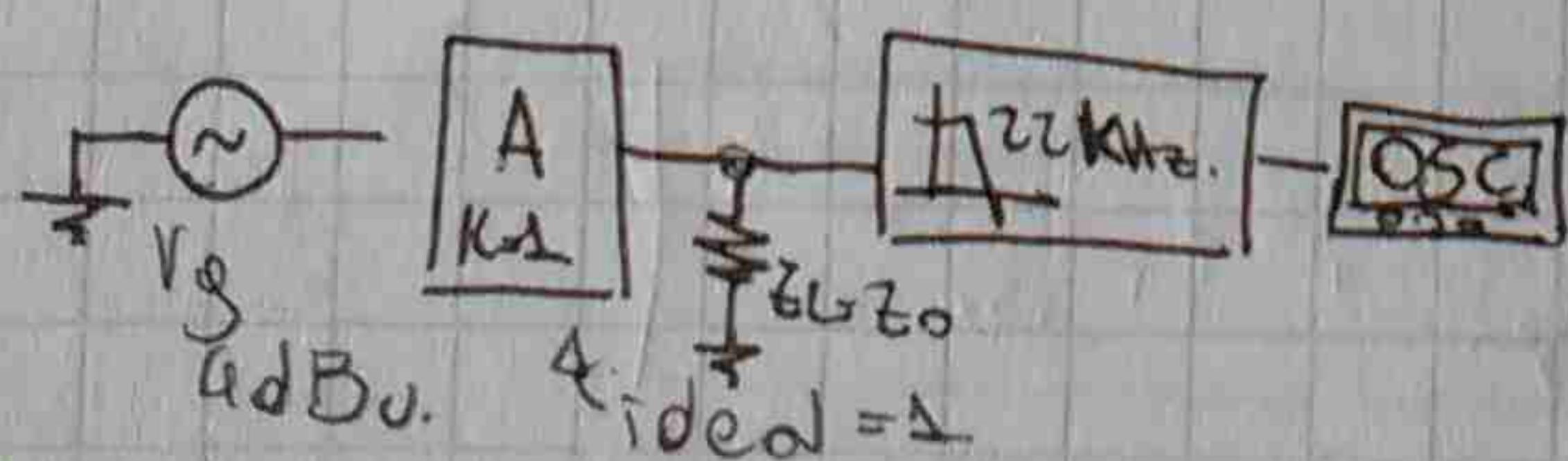


Binodal SMPTE

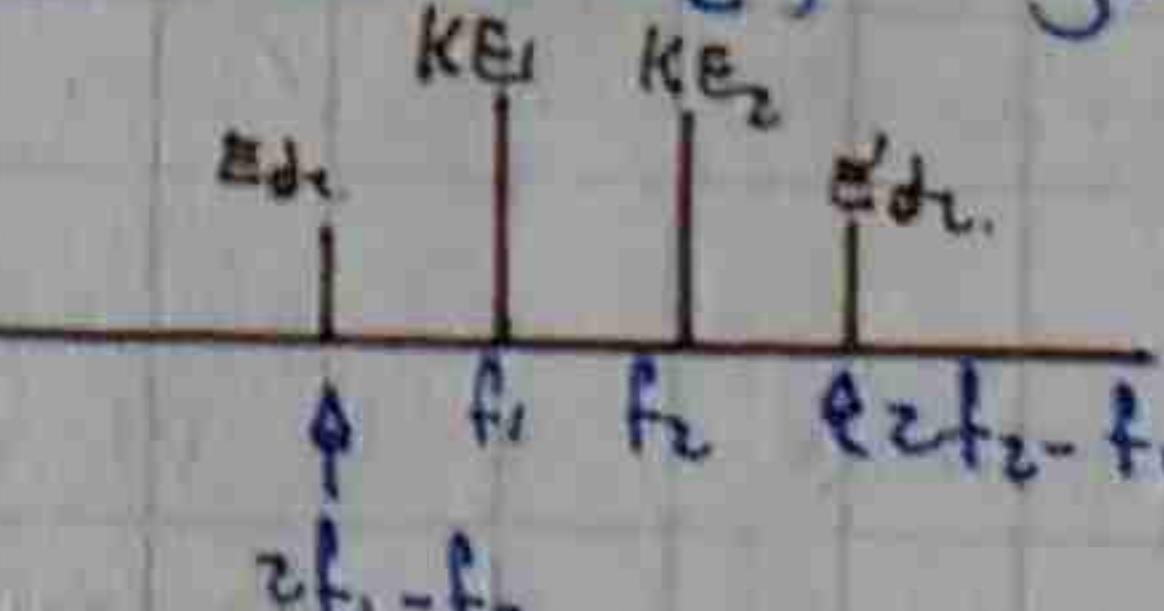
CCIF Dos tonos próximos entre sí. (19KHz / 20KHz) igual amplitud.

$$D[\%] = 100 \cdot \frac{E_d}{KE_1 + KE_2}$$

Mediciones de Ruido:



So/No [dB]



Rango

Dinámico

Relación entre la máxima tensión de salida con respecto al máximo piso de ruido en la salida.

Amplificador para máxima potencia.

### Parámetros Dispersion

$S_{11}$  = Reflexión entrada.  $S_{12}$  = Transferencia inversa (Pérdidas)  
 $S_{22}$  = Reflexión Salida.  $S_{21}$  = " Directa (Ganancia)

	DUT	B
$S_{11}$	Directo	$B_1$
$S_{22}$	Inverso	$B_1$
$S_{12}$	Directo	$B_2$
$S_{21}$	Inverso	$B_2$

### Pasos.

- Calibración: inicial ( $180^\circ$  destasejo)  $B \rightarrow B_1$ , Sección en corto
- Recalibración:  $B \rightarrow B_2$ , Sección pasante, ( $0^\circ$  destasejo)
- Coloco el DUT en sentido directo,  $B \rightarrow B_1$   $S_{11} = B/A$   $1\phi$
- Invierto el DUT  $S_{22} = B/A$   $1\phi$
- Repite lo anterior pero ahora  $B \rightarrow B_2$ .

### Errores:

- Utilizar impedancias adaptadas para evitar reflexiones por desacoplamiento.

$$\lambda_g = \frac{V_p}{f}$$

$$C_1 = 180^\circ - \phi_{dato}$$

$$C_2 = 0^\circ - \phi_{dato}$$

$$d_i = C_i \cdot \frac{\lambda_g}{360^\circ}$$

$$Z_{in} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$

$$Z_i = Z_{in} \cdot Z_o$$

$$Z_o = \frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}}$$

### Sintetizadores de frecuencia.

Mediante una frecuencia de referencia puedo obtener un conjunto discreto de frecuencias.

PLL do. N entero: Conseguimos una señal de salida múltiplo de la entrada

PLL descorrelado: La salida es una fracción de la frecuencia de entrada.

$$\text{Ciclos } N = P_b \left[ 1 - \text{decimal} \left( \frac{F_o}{F_i} \right) \right]$$

$$\text{Ciclos } (N-1) = P_b \left[ \text{decimal} \left( \frac{F_o}{F_i} \right) \right]$$

donde  $P_b$  es el periodo base  
 $P_b = \frac{F_i}{10^9}$

AWG con DDS Generador de formas de onda arbitrarias.

Resolución de fase: Mínimo valor que podemos desfazar la señal de salida

Resolución Amplitud: La del conversor DAC.

Analizador FFT. (El rango arranca en 0 y termina en  $f_{s/2}$ ) Coherencia  $\rightarrow$  Potencia en frecuencia.

Registro de tiempo: Conjunto de  $N$  muestras equidistantes.

Cantidad de líneas: Mapea  $N$  muestras del tiempo a  $N/2$  muestras de la frecuencia.

Ventanas

Hanning: Reduce fuga espectral

Uniforme:

Flat-top: Piora resolución. Reduce Atenuación lateral. Para medir IMD SMPTE.

Exponencial: funciones transistores/sin atenuación en Tonda > Tosc.

$f_{in}=0$  filtro digital.

$f_{in} \neq 0$  mezclador digital.

Correlación:

Auto correlación: Eje x destasejo y en el eje y el promedio. (de la misma señal)  
 Cada muestra contiene información de amplitud y ... fase?

Reflektometría:

$$V_p = \frac{W}{B}$$

$$E_x = E_{in} e^{-\gamma x}$$

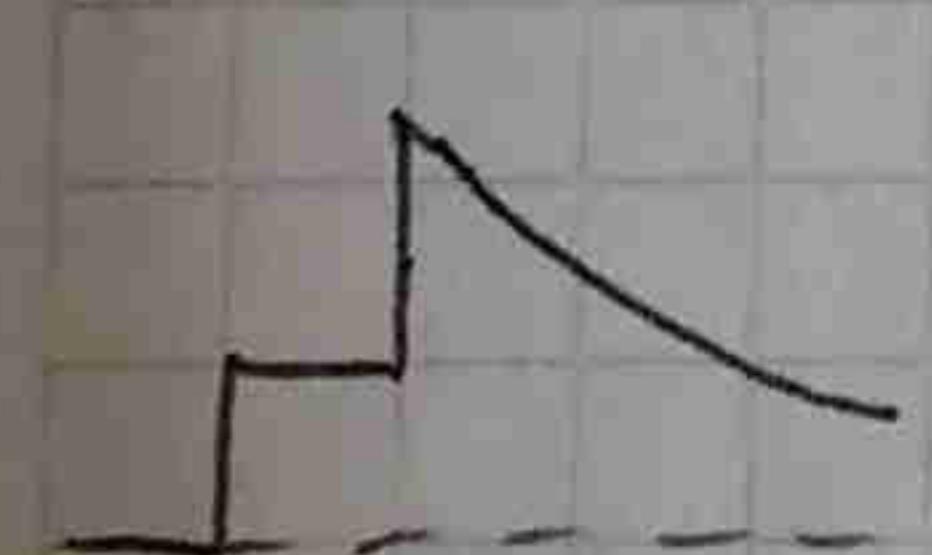
$$t_{r,T} = \sqrt{t_{r,osc}^2 + t_{r,gen}^2 + t_{r,system}^2}$$

$$\Gamma = \frac{E_f}{E_i}$$

$V_G$  = Carga  $\rightarrow 0,36 V_{exp}$

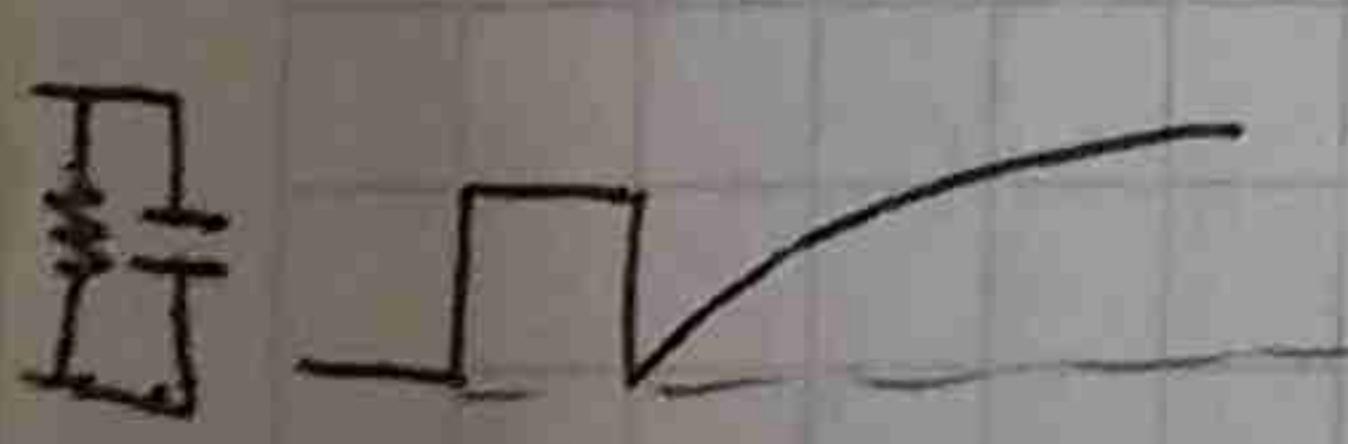
Descarga  $\rightarrow 0,63 V_{exp}$

$$R_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$



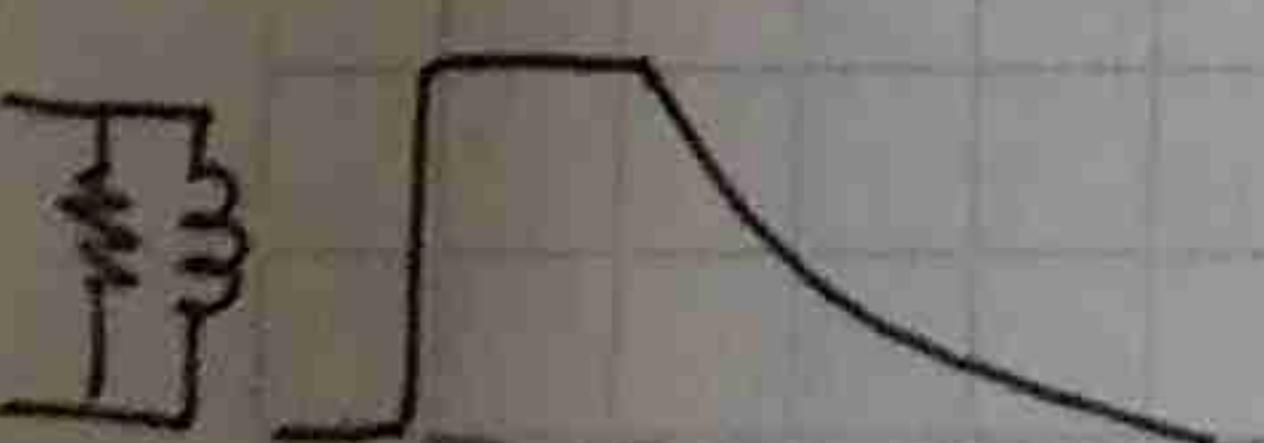
$$\tau = \frac{L}{R + Z_0}$$

$$G = (R + Z_0) \cdot C$$



$$G = C \cdot \frac{R Z_0}{R + Z_0}$$

Reflexiones múltiples

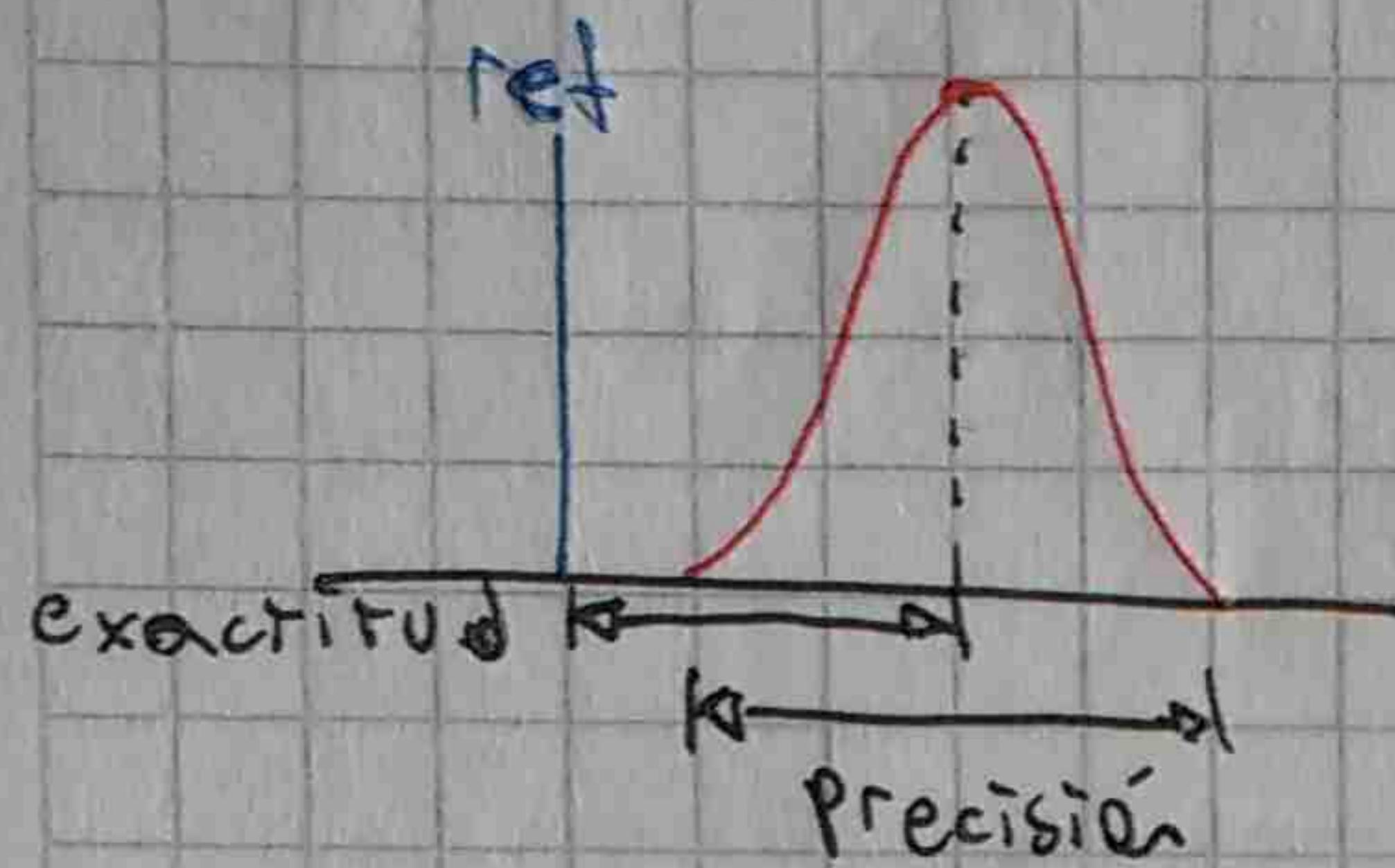


$$G = L \frac{t}{R Z_0} \frac{1}{R + Z_0}$$

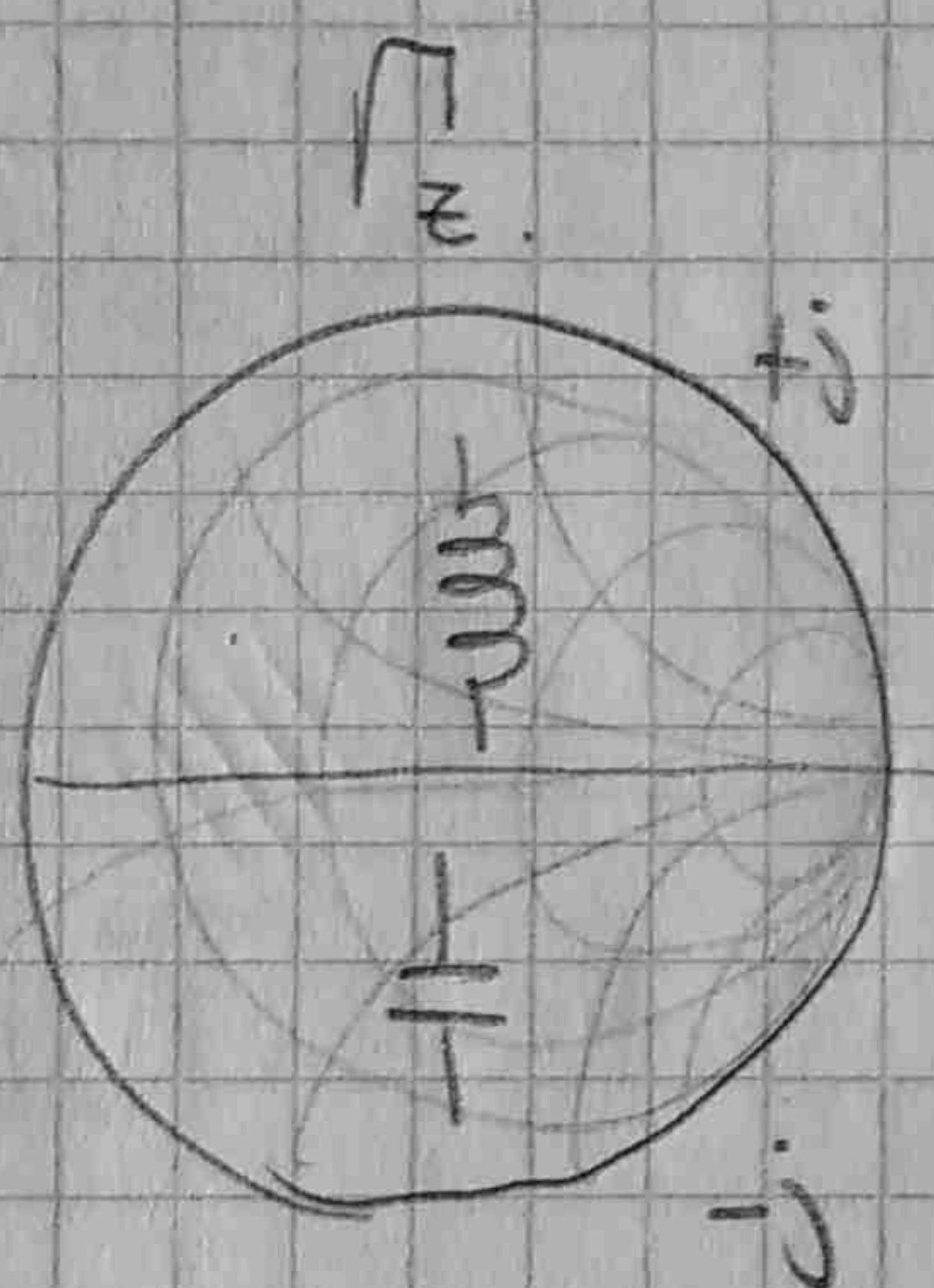
NOTA

Exactitud: La capacidad de un instrumento de cercarse al valor de la magnitud real.

Precisión: Se refiere a la dispersión del conjunto de valores obtenidos de mediciones repetidas de una magnitud.

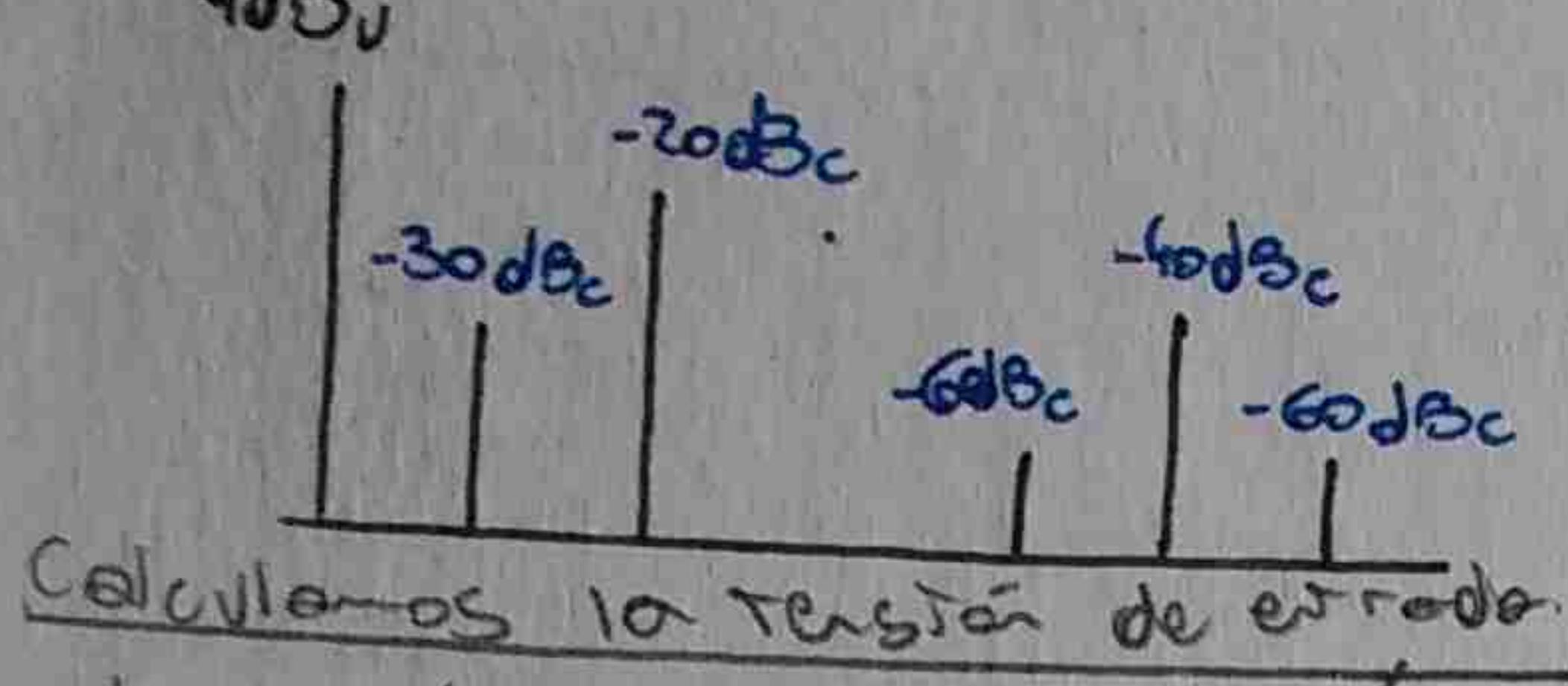


Aproximación: Cálculo o determinación aproximada del valor de una cosa.



Señal errada 4dBu RMS Señal/Ruido en 22KHz es 80dB reta 4dBu

II



Calculamos la tensión de errada.

$$E_1 = 4 \text{dBu} = 20 \log \left( \frac{V_1}{2.775} \right) \Rightarrow V_1 = 1.23 \text{V}$$

Retenemos los tensiones a valores absolutos (quitamos la ret a lo errada).

$$E_2 = -30 \text{dBc} = 20 \log \left( \frac{V_2}{1.23 \text{V}} \right) \Rightarrow V_2 = 38.90 \text{mV}$$

$$V_3 = 123 \text{mV}$$

$$V_4 = 1.23 \text{mV}$$

$$V_5 = 12.3 \text{mV}$$

$$V_6 = 1.23 \text{mV}$$

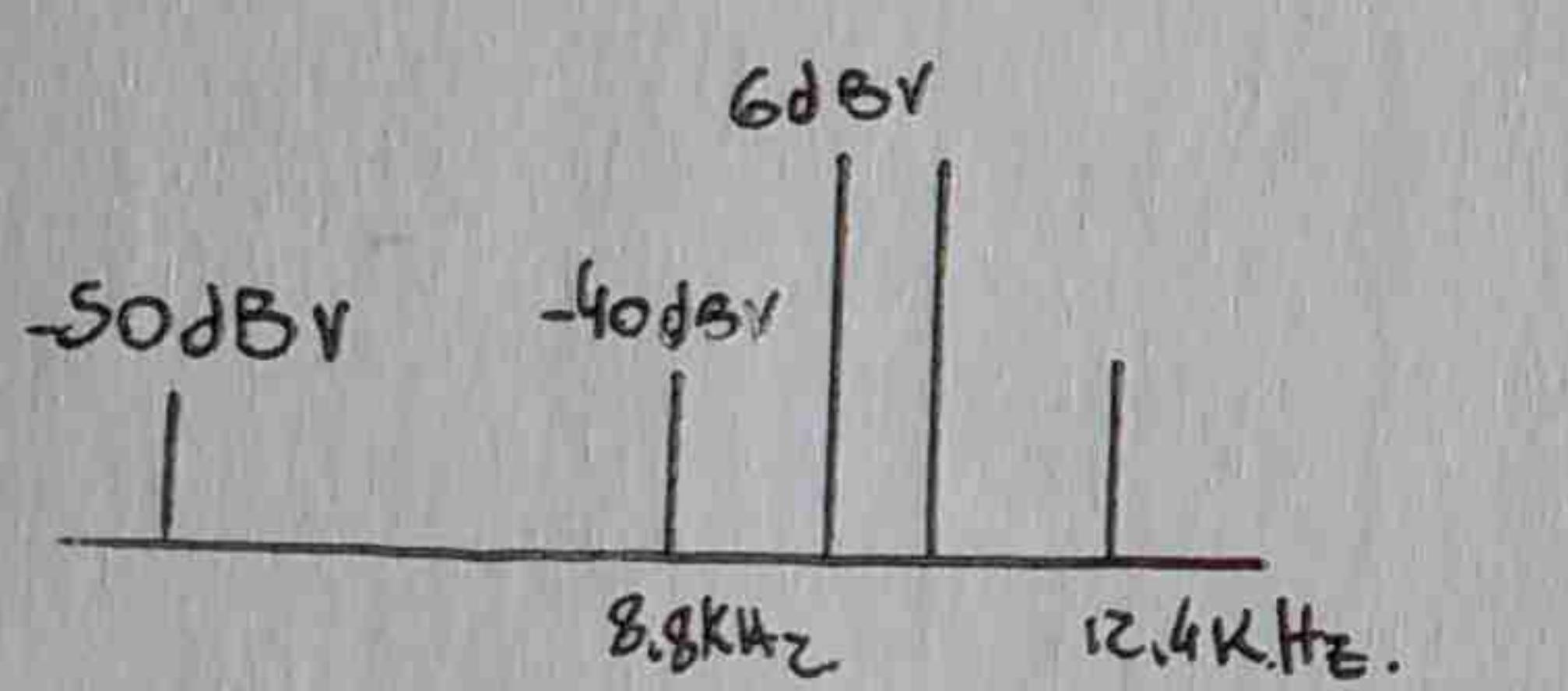
$$D[\%] = 100 \cdot \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2}}{V_1} = 10.54\%$$

Calculamos la señal de ruido a lo salida.

$$\frac{S_o}{N_o} = 80 \text{dB} \quad S_o = 4 \text{dBu. (del gráfico)}$$

$$S_o/N_o \text{ } dB = 80 \text{dB} \Rightarrow N_o = -76 \text{dBu.} \Rightarrow V_N = 122.83 \text{mV}$$

$$TAD+N [\%] = 100 \cdot \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2 + V_N^2}}{V_1} = 10.54\%$$



Es un ensayo de dist. por intermodulación ¿Cuál? ¿Bajo Norma?

CCIF

No.

$$\begin{cases} 2f_1 - f_2 = 8.8 \text{KHz} \\ 2f_2 - f_1 = 12.4 \text{KHz} \end{cases} \begin{cases} f_1 = 10 \text{KHz} \\ f_2 = 11.2 \text{KHz} \end{cases}$$

$$\log_b a = c$$

$$b^c = a$$

La norma establece  $f_1 = 10 \text{KHz}$  y  $f_2 = 20 \text{KHz}$ .

$$E_d = -50 \text{dBV} = 20 \log \left( \frac{V_d}{1 \text{V}} \right) \Rightarrow V_d = 1 \text{V} \cdot 10^{-\frac{50}{20}} = 3.16 \text{mV}$$

$$E_1 = 2 \text{V}$$

$$E_2 = 2 \text{V}$$

$$D[\%] = \frac{E_d}{E_1 + E_2} \cdot 100 = 0.079\%$$

"... de variaciones de componentes activos y pasivos.

$$f_0 = 6,555 \text{ MHz.}$$

$$f_i = 1 \text{ MHz.}$$

$$N=7 \quad P_b = \frac{f_i}{10^m} = \frac{1 \cdot 10^6}{10^7} = 0,1.$$

$$\frac{f_0}{f_i} = 6,555 \quad m = 3.$$

$$P_b = \frac{F_i}{10^m} = \frac{1 \cdot 10^6}{10^3} = 1000$$

$$N = P_b \left(1 - \text{dec. } \frac{F_0}{F_i}\right) = 1000 \cdot (1 - 0,555) = 445.$$

$$N - 1 = P_b \left(\text{dec} \frac{F_0}{F_i}\right) = 1000 \cdot (0,555) = 555$$



## calibración ( $S_{12}$ y $S_{21}$ )

2 (2)

1) Colocamos la sonda B en  $B_2$  y cambiamos la secc. en corto por una pesante.

2) Sin modificar el alargador, si introducimos una sonda de RF, debería marcar  $\Delta\phi \neq 0^\circ$ . Si no, hay que modif. el alargador.

(Si la sección pesante tiene exactamente el doble de longitud eléctrica que la sección en corto, no habría necesidad de recalibrar el alargador cada vez que cambiamos la sonda B de lugar.)

## MEDICIÓN

$S_{11}$  y  $S_{22}$ : Coloco DUT en sentido directo y.

$$S_{11} = \frac{B}{A} < \emptyset$$

Coloco el DUT en forma invertida y

$$S_{22} = \frac{B}{A} < \emptyset$$

$S_{12}$  y  $S_{21}$ : Igual que antes pero con  $B$  en  $B_2$ .

Parámetro	DUT	Sonda B
$S_{11}$	Directo	$B_1$
$S_{22}$	Inverso	$B_1$
$S_{21}$	Directo	$B_2$
$S_{12}$	Inverso	$B_2$

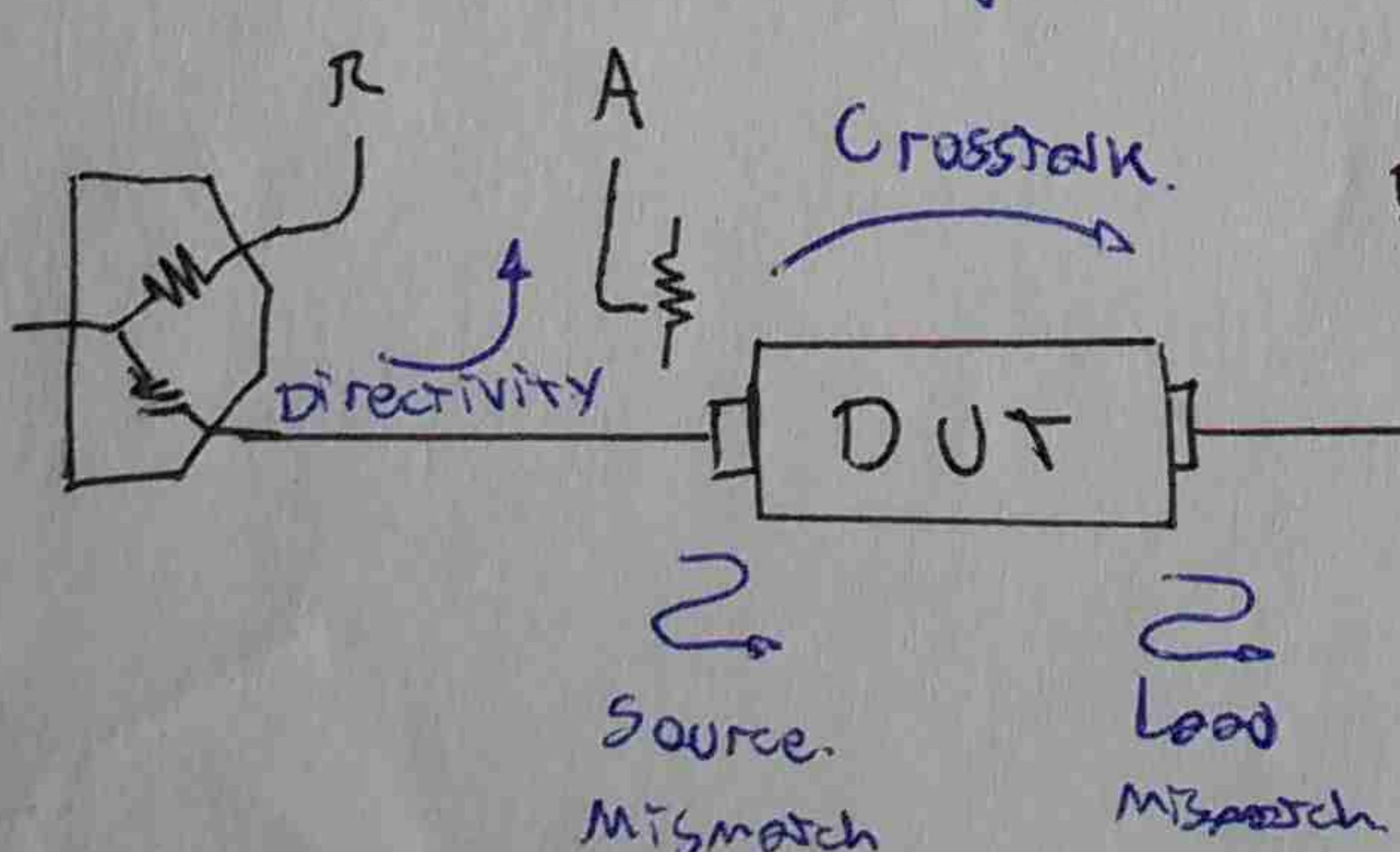
## REPRESENTACIÓN DE LOS PARÁMETROS

$S_{11}$  y  $S_{22} \rightarrow$  Smith

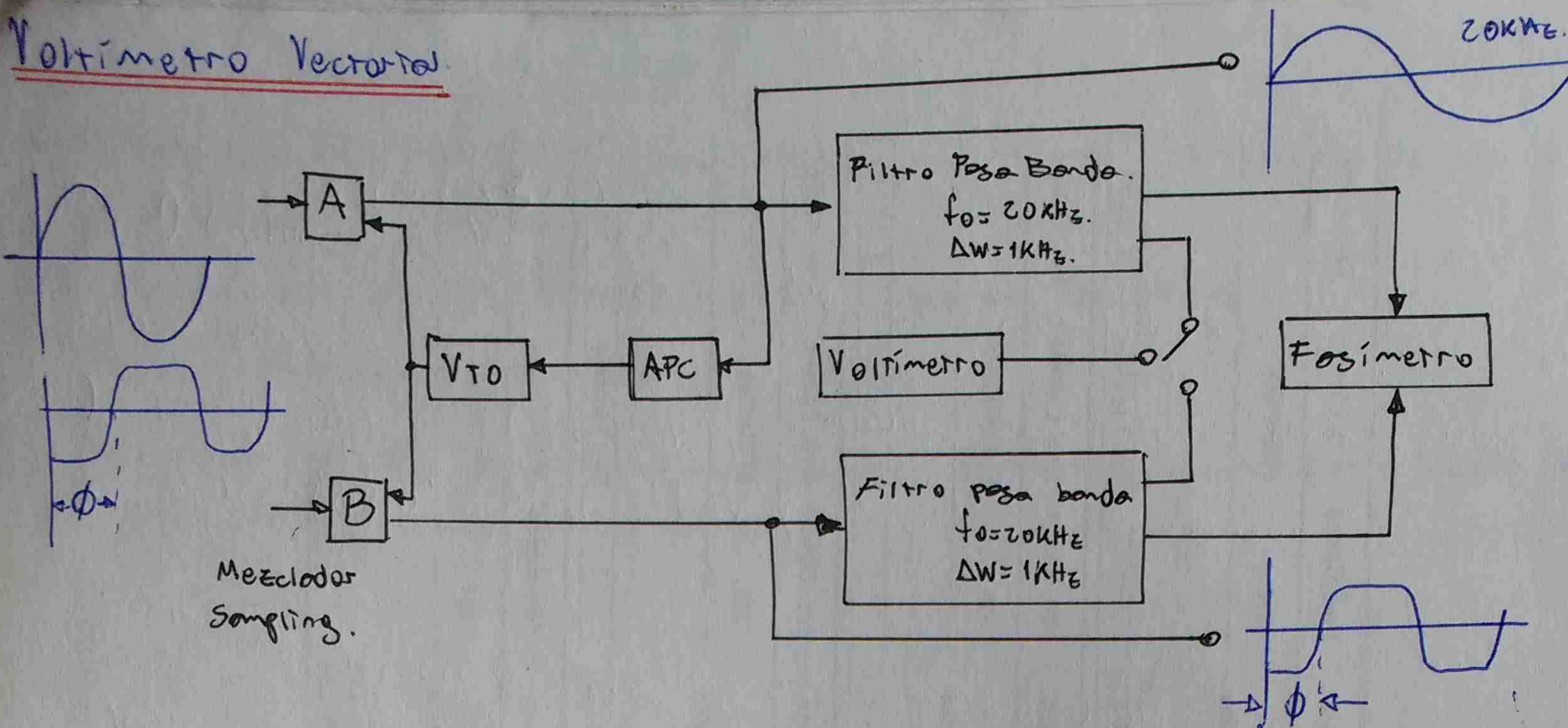
$S_{12}$  y  $S_{21} \rightarrow$  Bode Módulo

## ERRORES EN LA MEDICIÓN

- Aleatorios
  - De Deriva.
  - Sistémicos
- ESTOS ÓTROS SON DEBIDOS A IMPERFECC. EN EL EQUIPO. SI NO VARIAN CON EL TIEMPO, PODEMOS CORREGIRLOS/REDUCIRLOS CON LA CALIBRACIÓN.
- Errores de directividad y separación (cross talk).
  - " por desadaptaciones de la alimentación y la carga.
  - Errores de respuesta en frecuencia.



## Voltímetro Vectorial.



La señal A se usa como referencia para la medición de fase. El control automático de fase (APC) sintoniza y engancha el instrumento a la fase de la señal A. El APB rango del APC lo escogemos de la forma que cubra las señales a medir (conocerlos).

Los mezcladores tipo Sampling llevan la freq. de A y B, o una freq. intermedia, FI de 20KHz, donde se miden la tensión y la fase (La diferencia de fase luego de los mezcladores es igual que la entrada) ~~como la fase y frecuencia~~. En los mezcladores hay una realimentación estabilizada que mantiene las pérdidas de conversión en 0dB.

Los formas de onda se reconstruyen apartir de la FI (la componente principal en 20KHz) y sus armónicos hasta 1GHz.

Las señales luego del mezclador tienen todos los prod de intermod. Por eso hay un filtro pasa banda que deja pasar solo los fundam.

Con esto logramos que las variaciones de los demás armónicos no influyan en la lectura.

El ancho de banda de 1kHz es para reducir el posible ruido térmico.

## Anализador Vectorial de Redes.

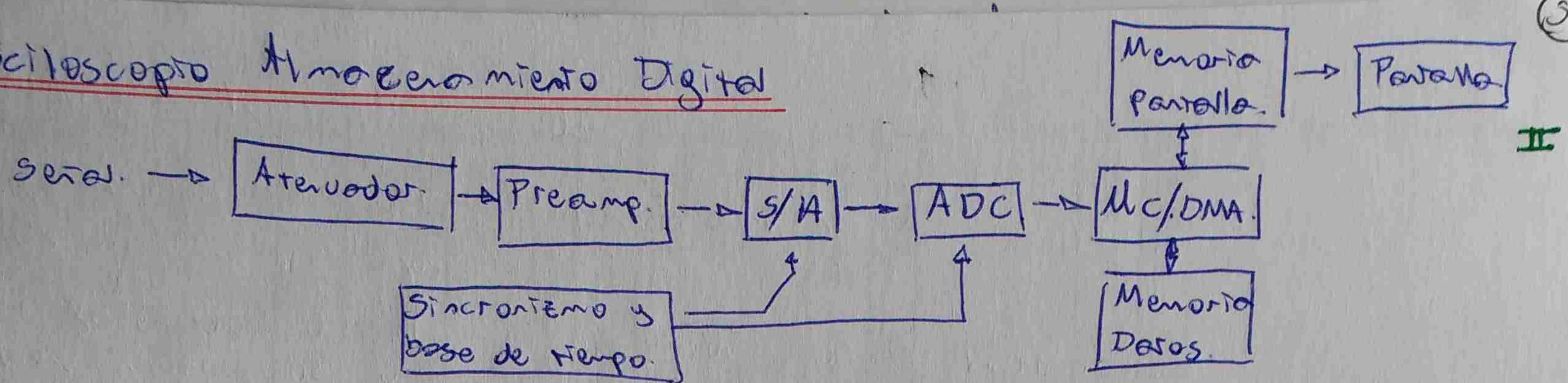
Las señales a medir recorren siempre la misma longitud, por lo que es necesario el ajuste.

El generador de RF (interno) puede generar banchos.

\* Tiene un acoplador direccional integrado

La ventaja es que la información sale simultáneamente para todo el rango de frecuencia del mismo.

## Osciloscopio Almacenamiento Digital



### Aterrador y preamplificador de entrada.

Aterrador o amplifican la señal según el control Volt/div. Nos permite medir señales por encima del voltaje de referencia del ADC y por debajo del LSB del ADC (Aumenta el rango dinámico)

Se encarga de la adaptación de impedancia.

### Círculo de muestreo y retención.

El tiempo de conversión retención  $t_h$  no puede ser más chico que el tiempo de conversión del ADC, pues no podemos tomar una nueva muestra sin procesarla anterior.

### Conversor Analógico Digital

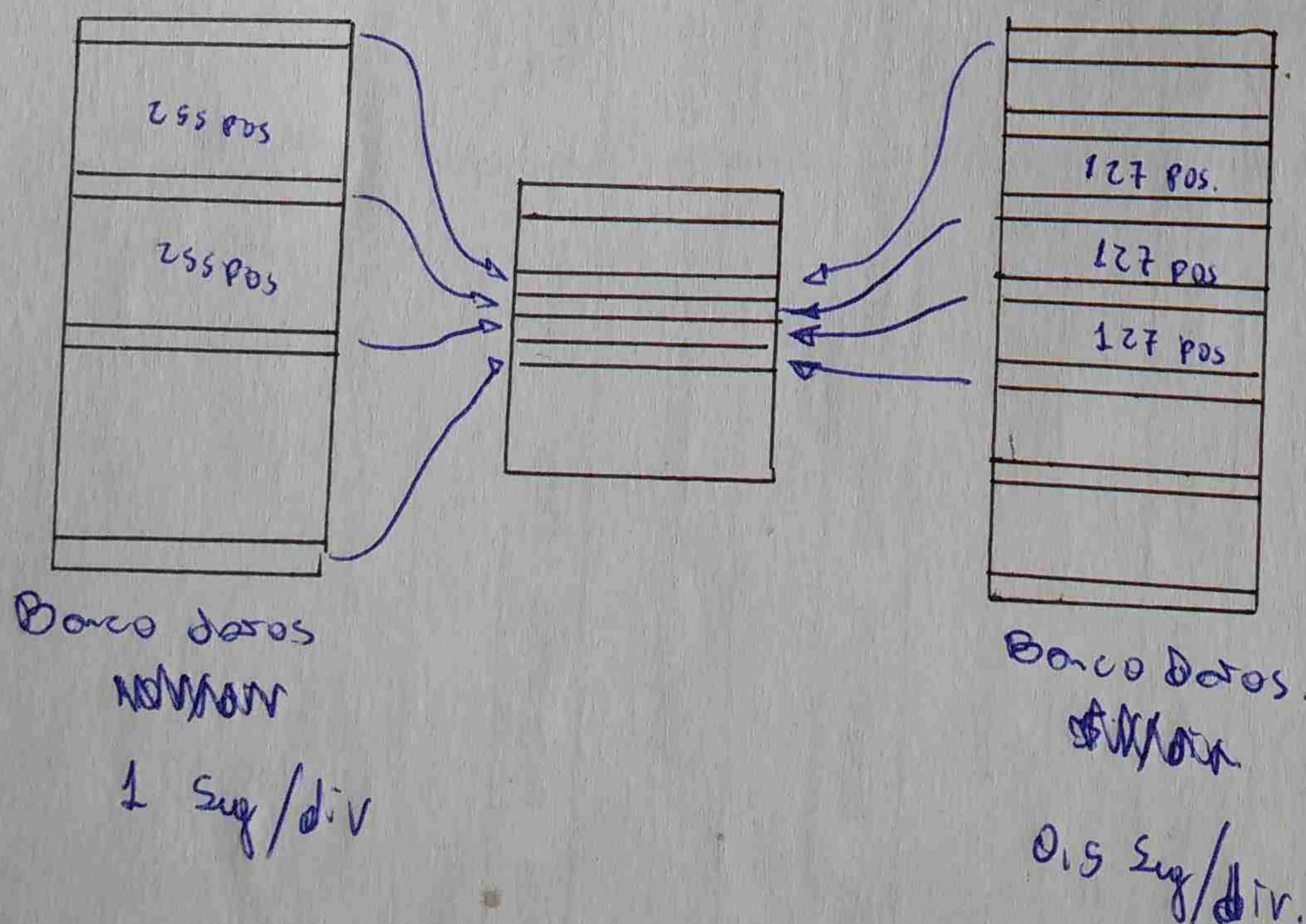
Mientras más chico es  $n$  más chico es  $t_c$ , pero perdemos resolución

### Almacenamiento y acceso a la memoria.

Hay dos partes, una para el retiro de los datos adquiridos y otra para la pantalla.

El acceso se realiza mediante el DMA, el cual permite acceder al banco de memoria sin intervención del microprocesador.

### Manejo de memoria.



Después de la 10<sup>ma</sup> muestra  
se componen de una cuadricula  
se componen con el mida (p30)  
Lo resultado sera definido por  
la tasa de refencio

1 Gsa/s.

+ 1/2.

500 Msa/s.

+ 1/10.

SOMAz freq max 5000  
no señal del.

(8')

(6)

en el de un osciloscopio y hace un movimiento

### Etapas de sincronismo y refacción.

Pueden ser internas o externas. En este último sincronizamos el muestreo con algún evento externo.

### TIPOS DE MUESTREO

Muestreo en Tiempo real. Para frecuencias cuya rango de frecuencia es menor que la mitad de la velocidad máxima de muestreo del osc.

En los compresores de alta frecuencia, puede que solo tengamos pocos puntos para representarlos. Utilizamos INTERPOLACIÓN.

Línea: Conecta 2 puntos con una línea.

Sincx: " Los puntos mediante curvas.

Muestreo en Tiempo equivalente. Cuando la freq máxima de la señal excede la mitad de la máxima freq. de muestreo. Los señales deben ser repetitivas.

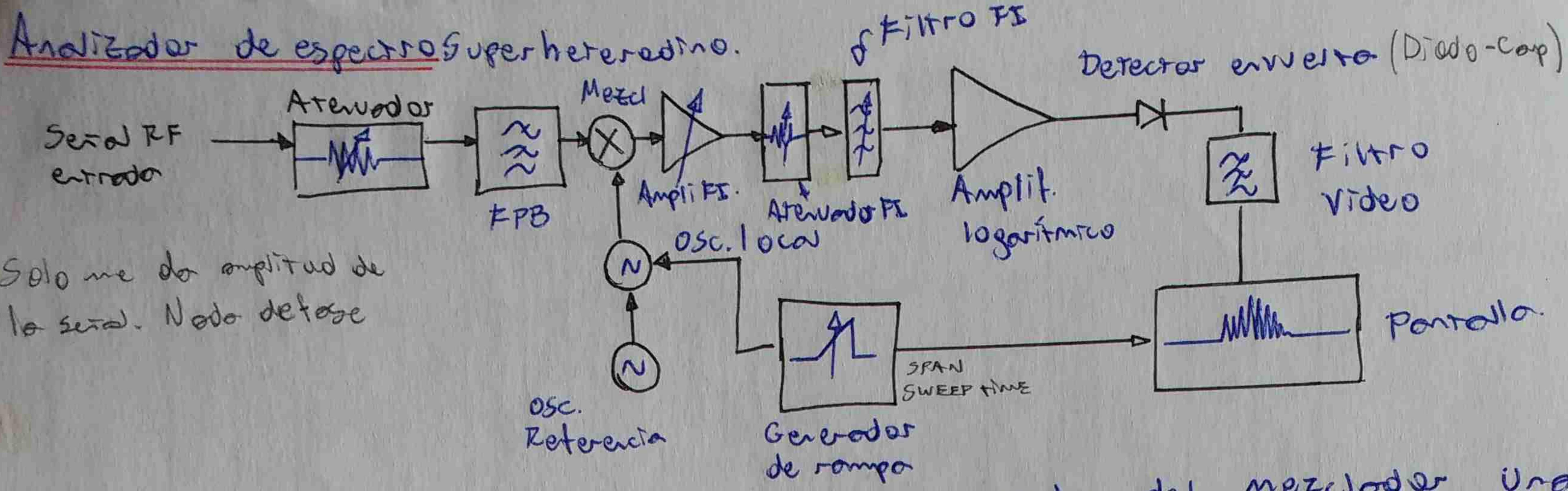
- Muestreo secuencial: Cuando se detiene un disparo se adquiere una muestra después de un retardo muy corto  $\Delta t$ .



- Muestreo aleatorio: Utiliza un reloj interno que funcione de forma asincrónica con relación a la señal de entrada.

Pre-trigger: Coloca una mezcla entre muestreo en la posición en la que activa el pre-trigger. El OAD esté todo el tiempo grabando.

Post-trigger: Cuando apaga el trigger, expone un <sup>Tiempo</sup> <sub>dato</sub> antes de empezar a grabar.



Solo me da amplitud de la señal. Nada detallado.

Ajuste RFI Asegura un nivel óptimo a la entrada del mezclador. Una señal grande distorsionaría en las demás etapas. Una señal chita se confunde con el piso de ruido.

Filtro paso bajos. Bloquea las otras frecuencias que puedan generar distorsión en los sig. etapas.

### Mezclador

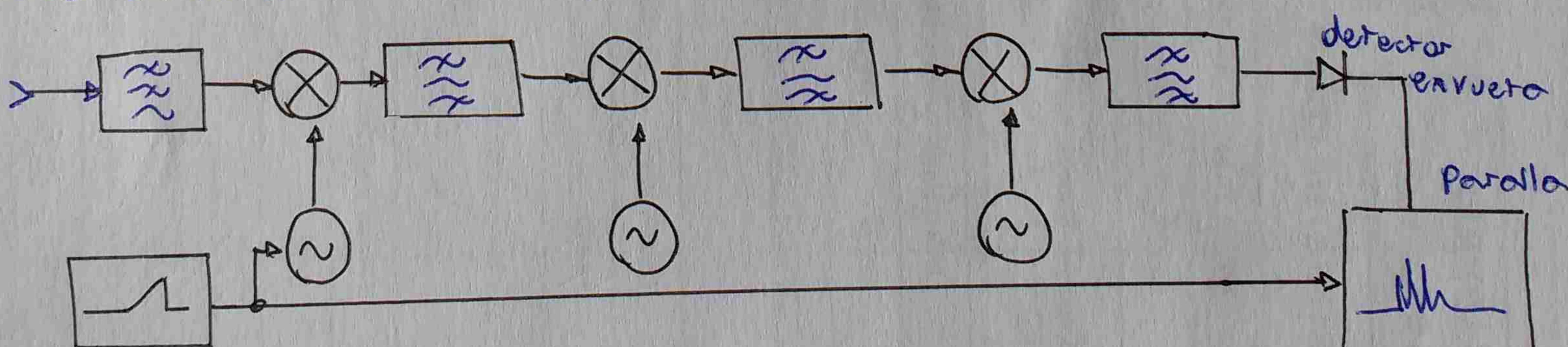
Multiplica ~~una~~ señal de entrada ( $f_{RF}$ ) con la señal del oscilador local ( $f_{OL}$ ). A lo salido tenemos  $f_{RF} \pm f_{OL}$ . El filtro paso bajos anterior elimina la frecuencia imagen.

### Amplificador FI

- Podemos modificar manualmente.
- Modifica automáticamente según el atenuador de RF.

### Filtro FI

Consiste en filtros de RBW analógicos o digitales. Para conseguir anchos de banda estrechos, se utilizan varios en cascada.



El último filtro es el que nos determina la resolución del analizador.

El ajuste en picos se realiza en dos pasos. Algunas dependen control con el Center Frequency y luego se ajusta el rango (SPAN) con el Control de ancho de banda. Los controles son independientes (algunas freq. centro, otras ancho de banda).

Algunas pueden tener un inicio y un fin.

En la linea superior de la pantalla tiene el valor absoluto medida a traves de la escala de escala (puede medir señales absolutas o la dif entre señales).

Si barrimos más rápido podemos simplificar y hay un comodín.

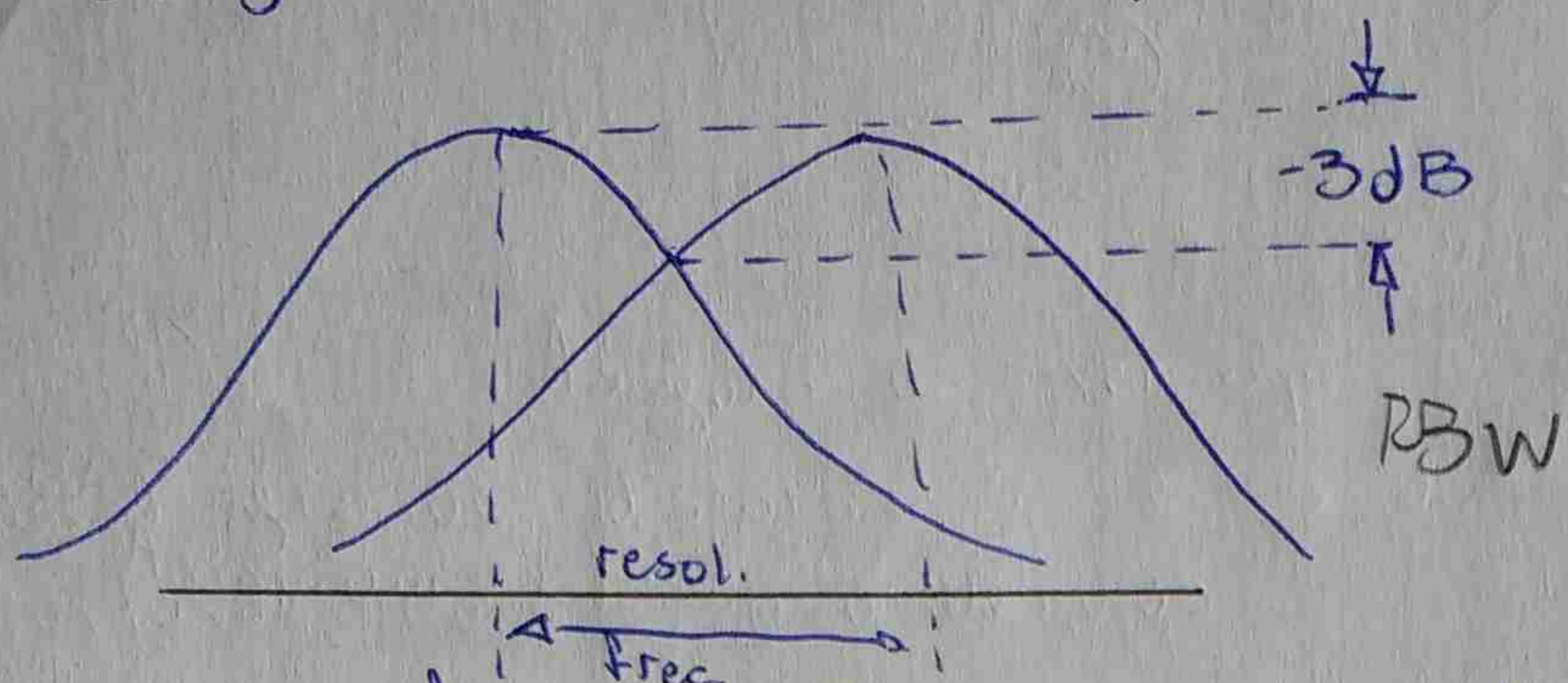
(8)

## Filtros Analógicos

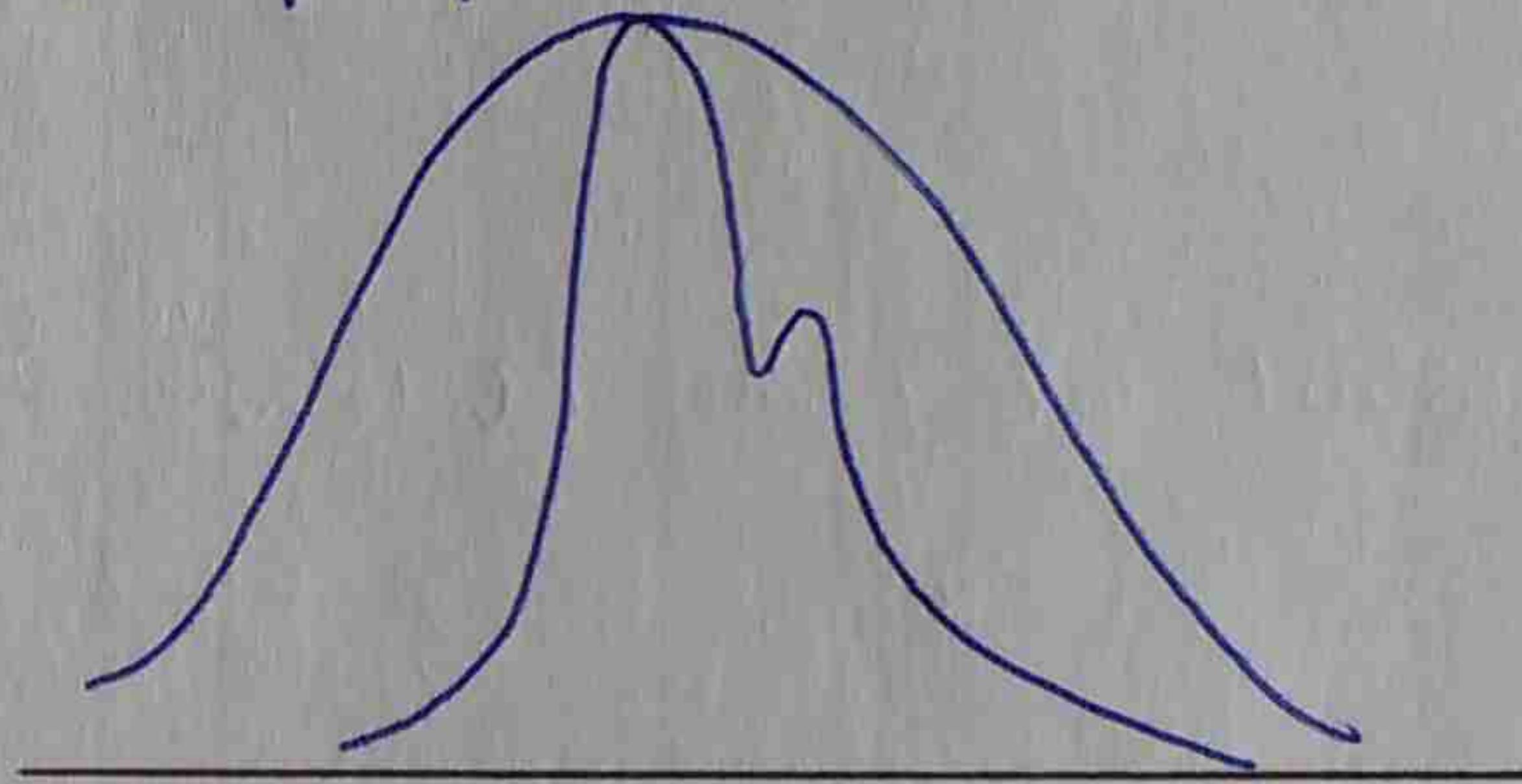
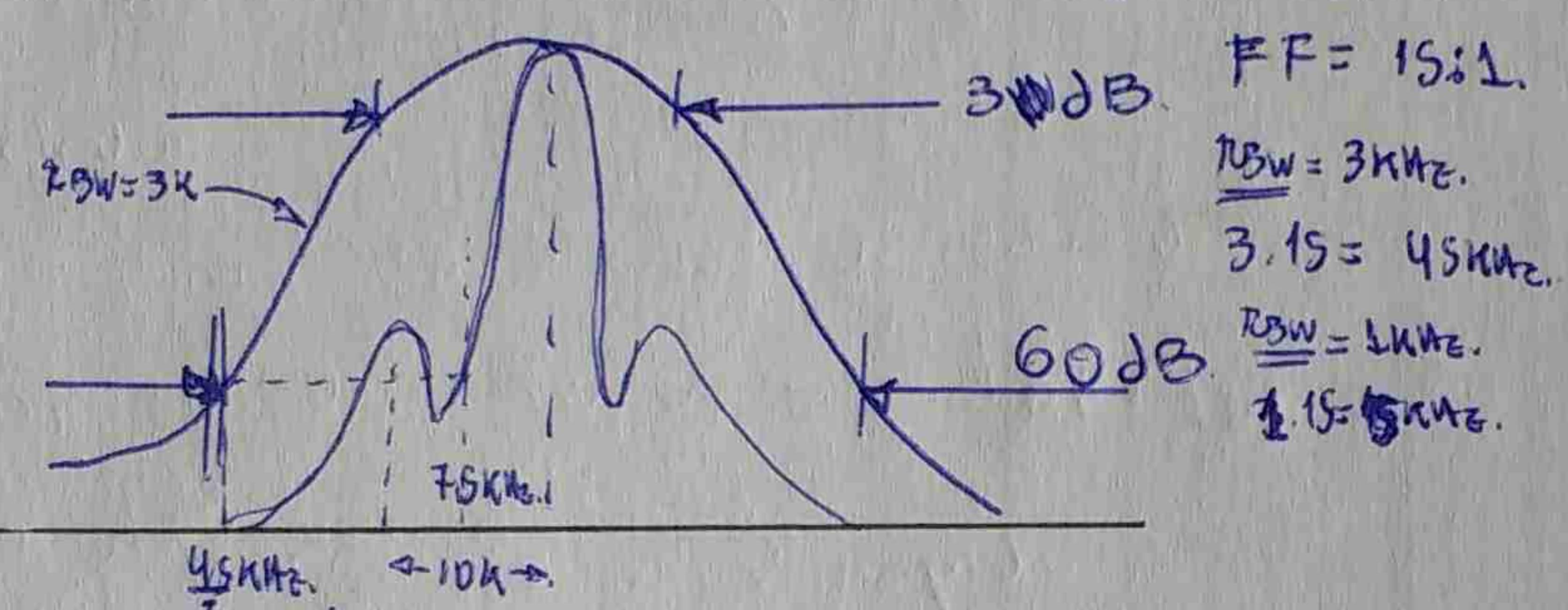
La resolución de frec. es la cap de distinguir dos freq dist simus.

de errada.

Distancia mínima a la cual deben situarse dos ondas sinusoidales de igual amplitud para que el analizador muestre una depresión de -3dB



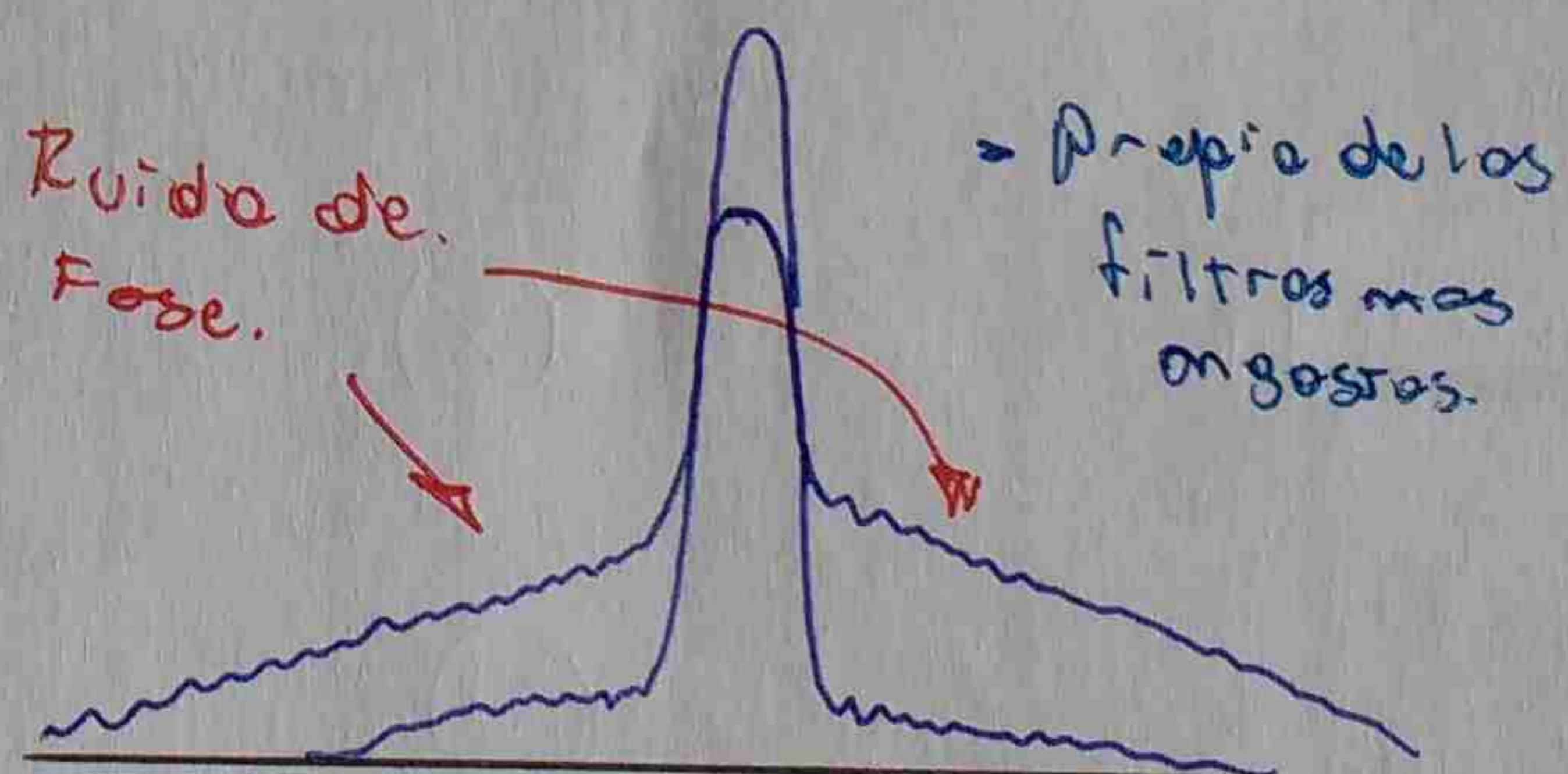
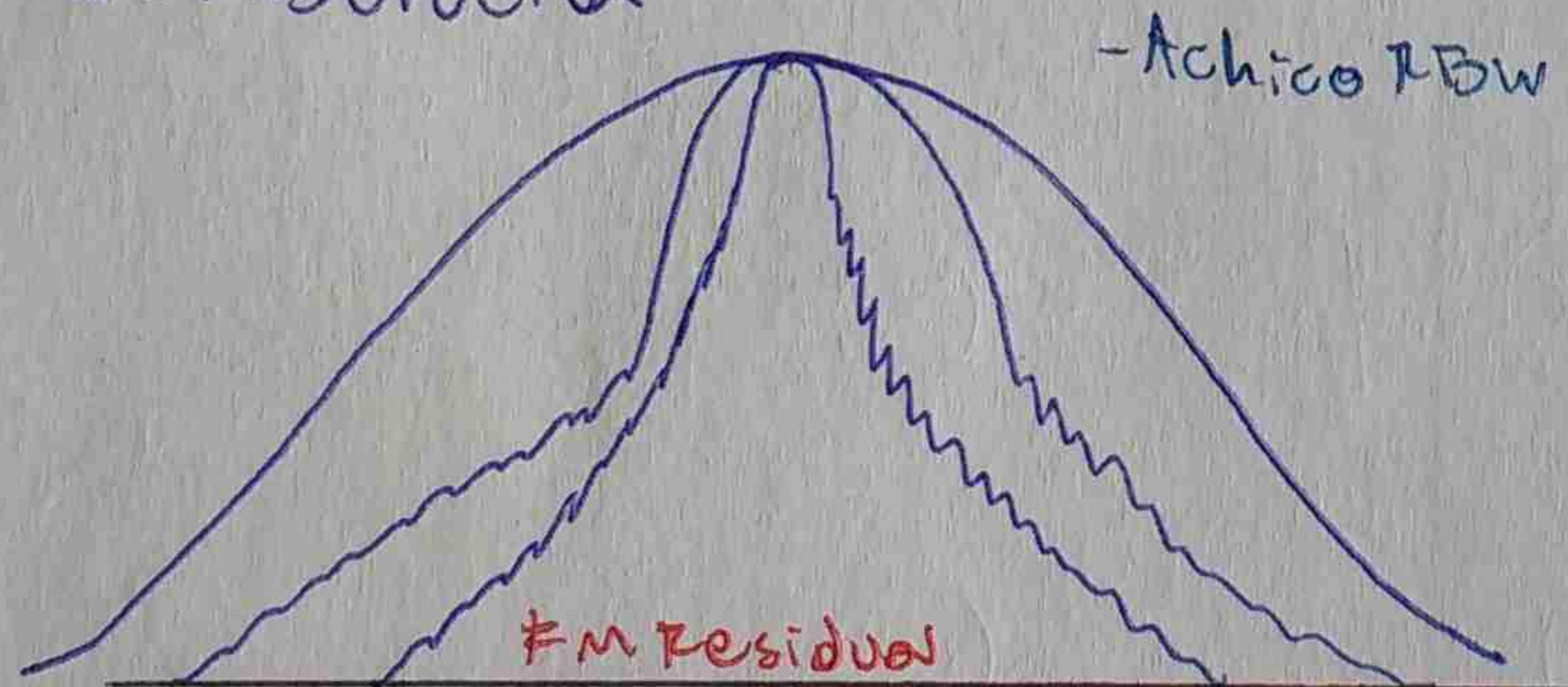
Factor de forma: Cociente entre el ancho de banda a -60dB y el ancho de banda a -3dB. Algunos fabricantes especifican la relación 60:6dB.



## FM Residuo (Instabilidad del oscilador local).

Es un producto de modulación que pasa por el mezclador y llega al filtro FI, el cual no tiene forma de diferenciarlo de la señal original.

Podemos observar este a medida que disminuimos el ancho de banda de resolución.



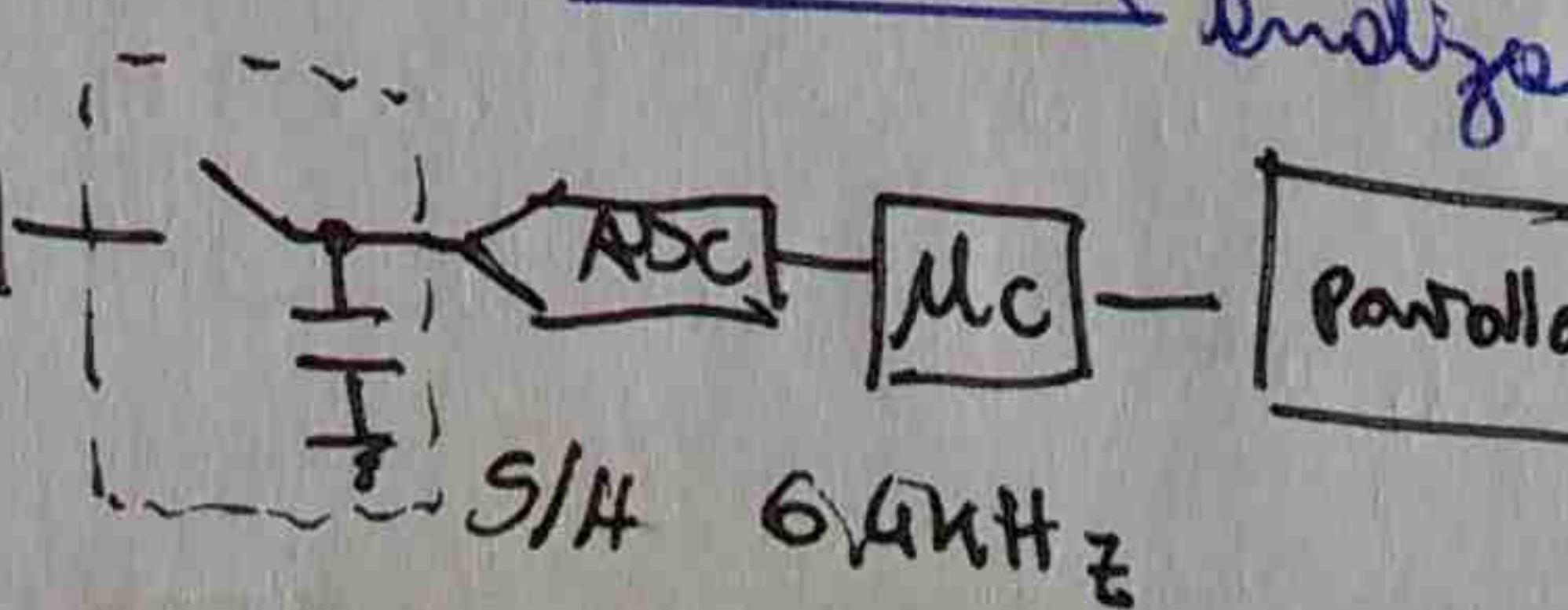
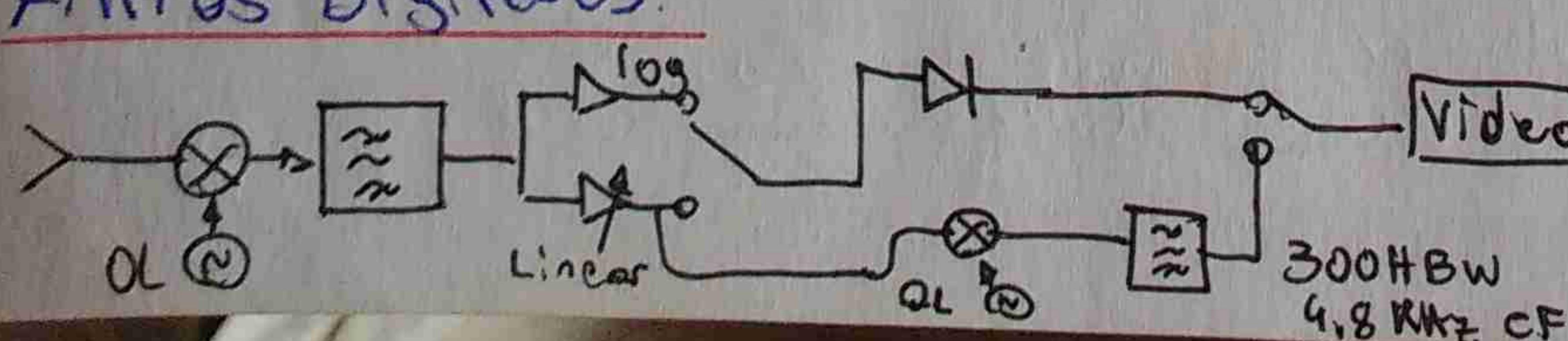
## Ruido de fase.

Es proporcional a la estabilidad del oscilador local y del (RBW) del filtro FI. Lo podemos observar en los filtros más engorrosos.

## Tiempo de Barrido

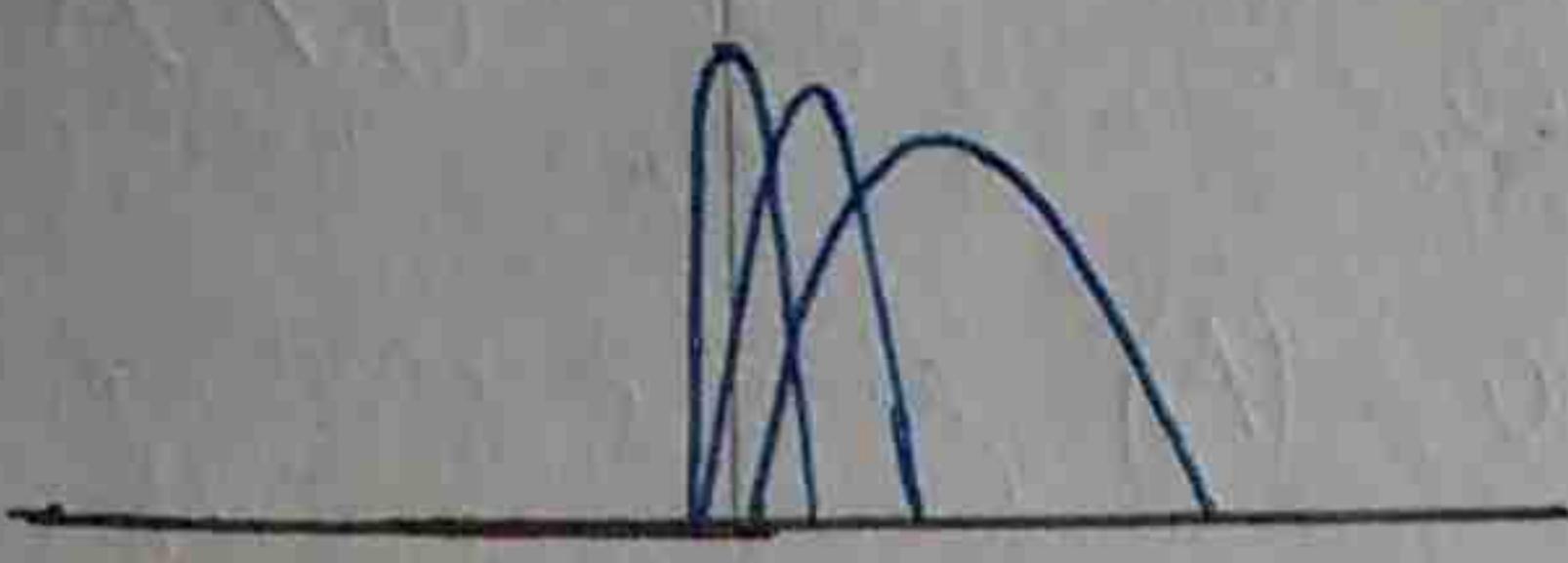
Es el tiempo que le toma al oscilador local barrer todo el rango de frecuencias que le hemos marcado, el SPAN.

barrer todo el rango  
La zeta para la FFT. Es  
en el ancho de banda constante.  
(bajar).



Factor Forma 5:1

Sí barreras muy rápida pueden ampliar y hay un conundro. (3)



Filtros digitales.

La señal puede procesarse, por ejemplo anchazos de 300 Hz.

Para filtros de 30Hz disminuye amplitud de 6.  
" " " " es igual a los análogos

Para señales ~~superiores~~ con una diferencia de -60dB tienen que ser superiores permitidas. O.S. de ancho de banda a -60dB.

$$\text{descend} = 0.5 \cdot \text{RBW} \cdot S$$

$$t_r = \frac{K}{\text{RBW}}$$

$$t_{dp} = \frac{\text{SPAN ST. RBW}}{\text{SPAN}}$$

## Filtros resolución analógica

Un barrido muy rápido causa una atenuación en la amplitud y un desplazamiento en la frecuencia.

$$\text{Tiempo} = \frac{RBW}{V_{el}} = \frac{RBW}{\frac{SPAN}{ST}} = \frac{RBW \cdot ST}{SPAN},$$

El tiempo de subida del filtro es invers. prop al RBW y dir. prop. a una constante  $K_1$ .  
 $t_{tr} = \frac{K_1}{RBW}$ ,  $t_{bp} = \frac{ST \cdot RBW}{SPAN}$ .

El t<sub>bp</sub> puede ser mayor que t<sub>tr</sub>, pero nunca menor.

Por lo que igualando:

$$\frac{K_1}{RBW} = \frac{RBW \cdot ST}{SPAN} \rightarrow ST = \frac{K_1 \cdot SPAN}{RBW^2}. \quad RBW < VBW$$

Como vemos el tiempo de barrido es inversamente proporcional al cuadrado de la resolución obtenida elegida.

## Filtros digitales

Disminuir el tiempo de barrido, ya que la señal se procesa de forma digital y en simultáneos en varios bloques.

## Detectar de envuelta

Consta de un diodo detector, una carga resistiva y un filtro pasa bajas.

El RBW nos determina que tan separados tienen que estar dos señales de entrada para que después del proceso de mezcla se encuentren al mismo tiempo.

## Filtro de video.

Determina el ancho de banda de la señal que será procesada y mostrada en la pantalla.

Como el filtro de video opera su propio ancho de banda de resolución VBW, obtenemos:

$$ST \approx \frac{K_1 \cdot SPAN}{RBW \cdot VBW}. \quad RBW > VBW$$

## Excentitud de la frecuencia leída.

$$\Delta f_{freq} = f_{med} \cdot E_{OL} + \% SPAN + \% RBW + E_{res.}$$

f<sub>med</sub>: Frecuencia medida.

E<sub>OL</sub>: Error en la base de tiempo del osciloscopio local.

% SPAN: Porcentaje del SPAN.

% RBW: Error debido al filtro elegido.

E<sub>res</sub>: Error residual

### Exactitud de la amplitud relativa.

- Fidelidad del display: Pueden ser introducidos (los errores) por:
  - Amplificador logarítmico.
  - Detector de envuelta.
  - Circuitos de digitalización.
- Respuesta en frecuencia: Es la variación de amplitud que se introduce con respecto a la frecuencia. Hay dos elementos que operan
  - Oscilador local.
  - Mezclador.
- Atenudador de error: Introduce un error para cada escala.
- Nivel de referencia: Introduce un error de exactitud del nivel de referencia debido al amplificador de FI
- Variación de RBW: Cada filtro tiene sus pérdidas por inserción distintas.
- Escala en la pantalla

### Exactitud en la medición Absoluta

Como se comparan con una señal de calibración, todas las med son relativos.

#### Ruido de figura.

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

Como suponemos que la ganancia del mezclador es unitaria  $S_i = S_o$

$$F = \frac{N_o}{N_i}$$

Expresandolo en dB

$$NF = 10 \log(F) = 10 \log N_o - 10 \log N_i$$

El segundo término lo obtenemos con una resistencia de 50Ω en el error ( $ruido = kTB$ ). -174 dBm

$$NF = 10 \log N_o - (-174 \text{ dBm})$$

$$NF = 10 \log N_o + 174 \text{ dBm}$$

Por último obtenemos.

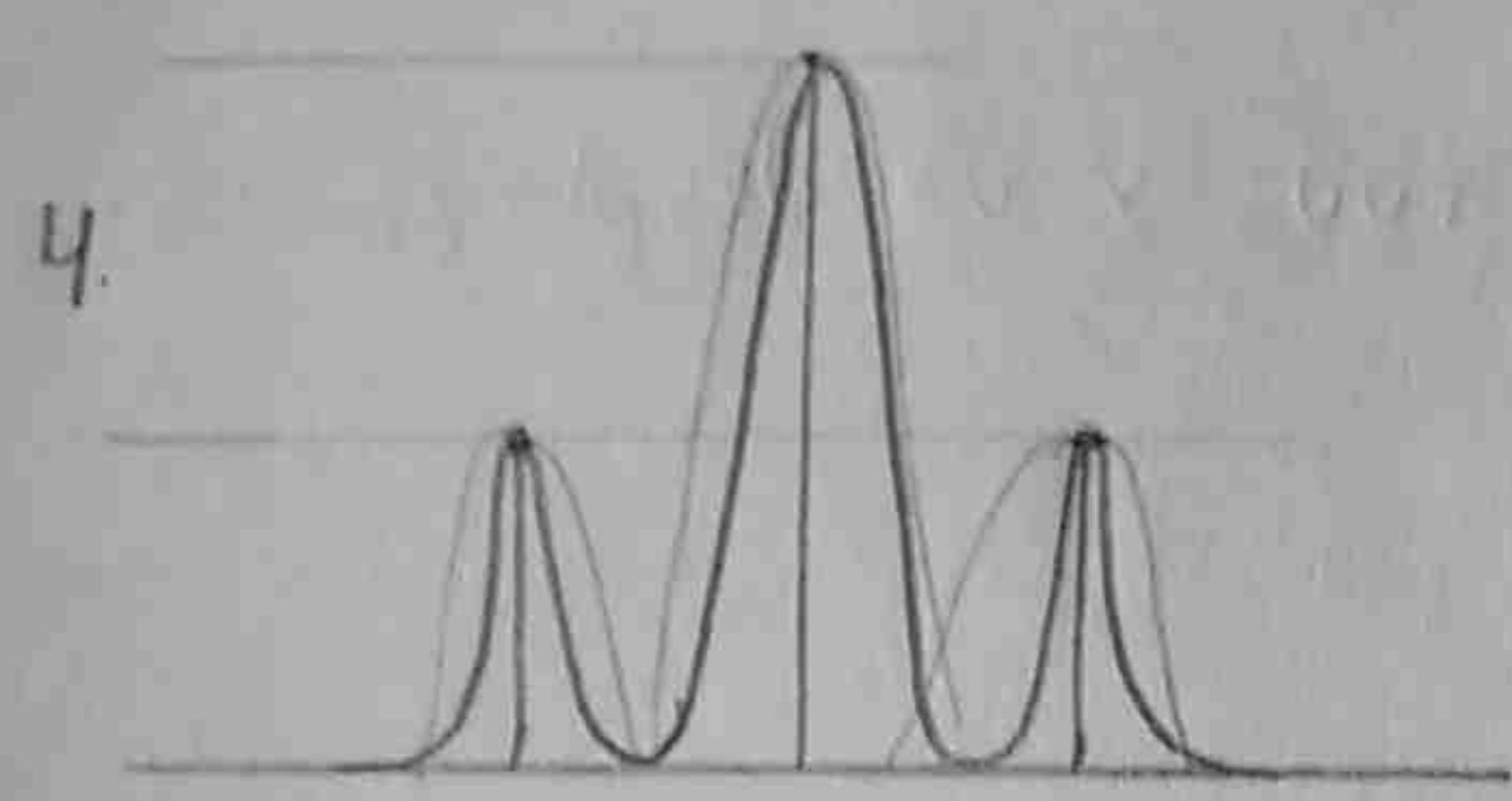
Ruido piso.  
 $AB = 1 \text{ kHz}$ .

$$NF = N_o (\text{dBm})_{RBW} - 10 \log \left( \frac{RBW}{I_1} \right) + 174 \text{ dBm}$$

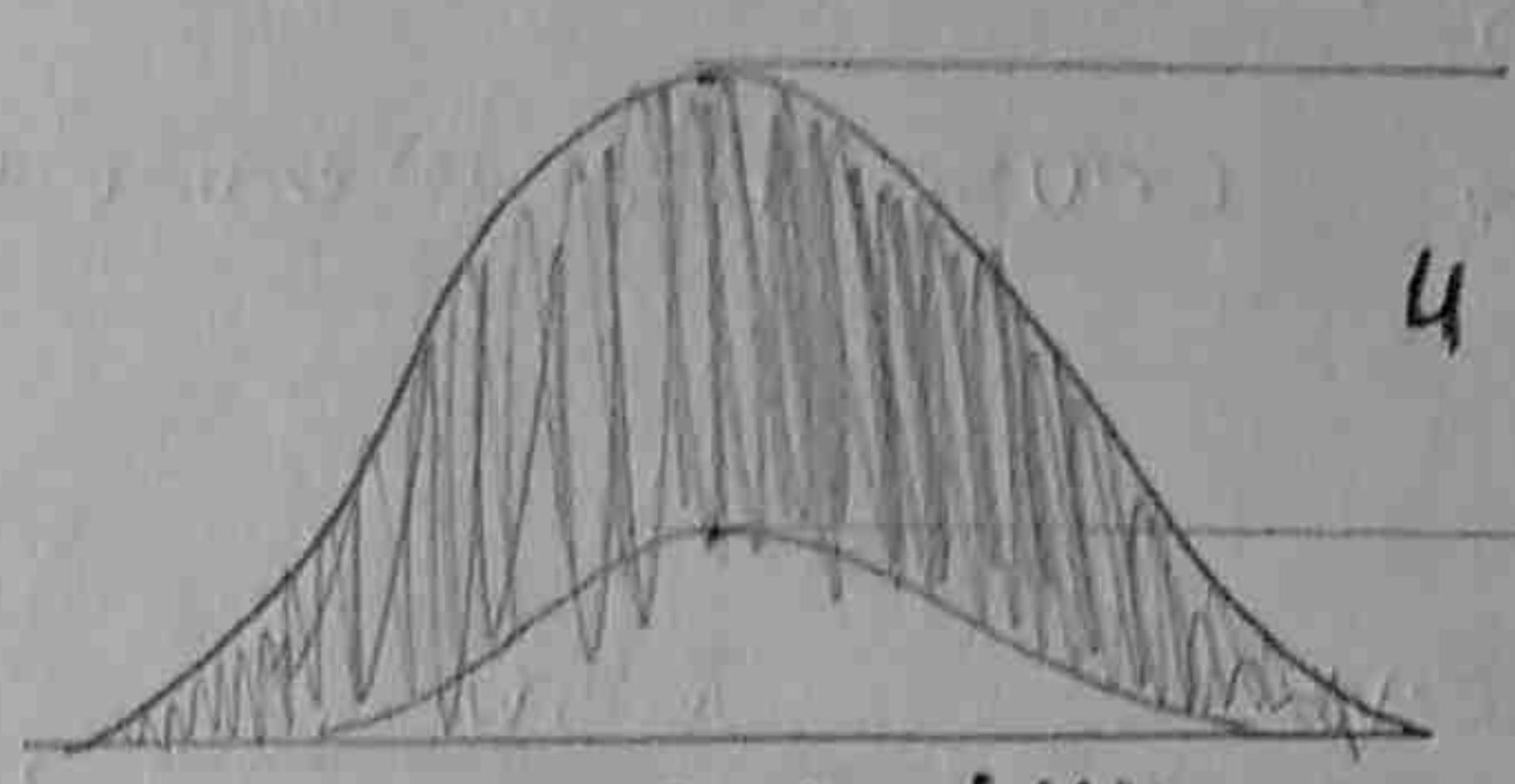
mido.

para llevarlo.

a la ret donde medir los -174 dBm



$\Rightarrow$

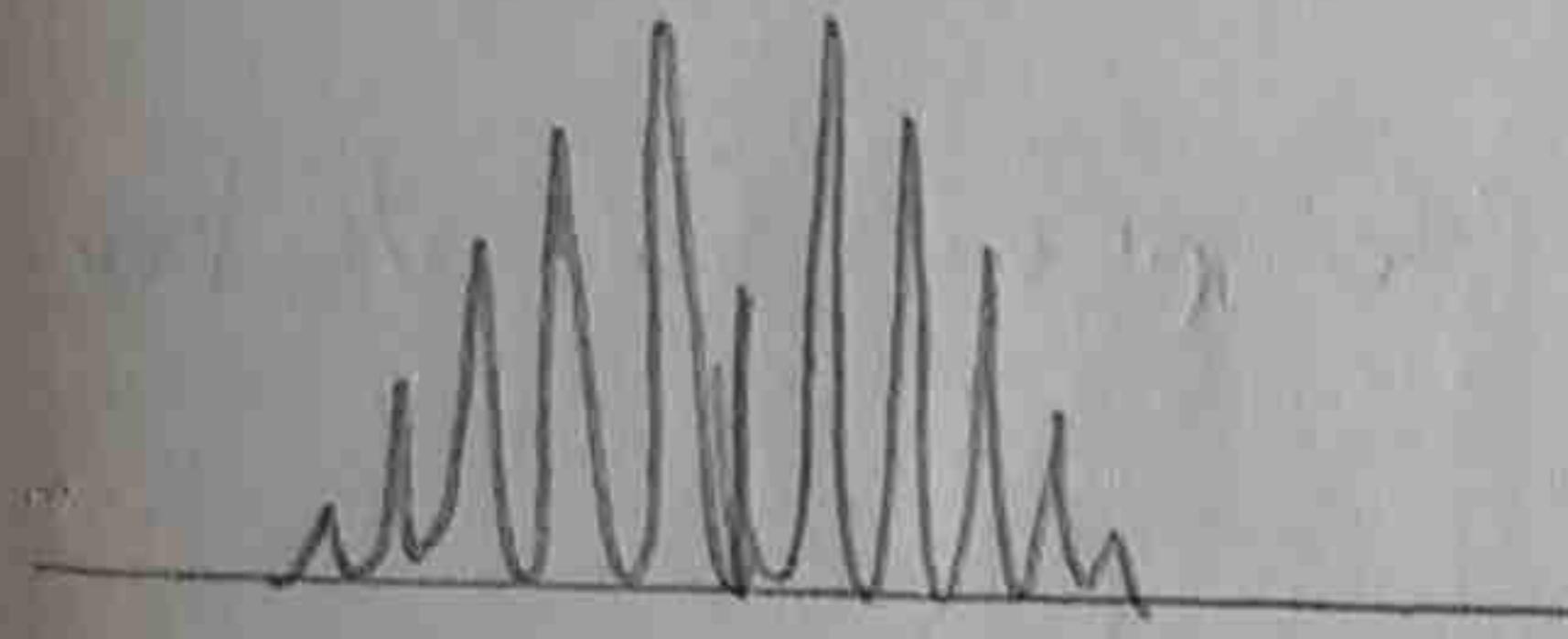


RBW es tan grande que cubre todas las comp. de modulación y me he dedicado solo a ver la variancia de la amplitud de la portadora.

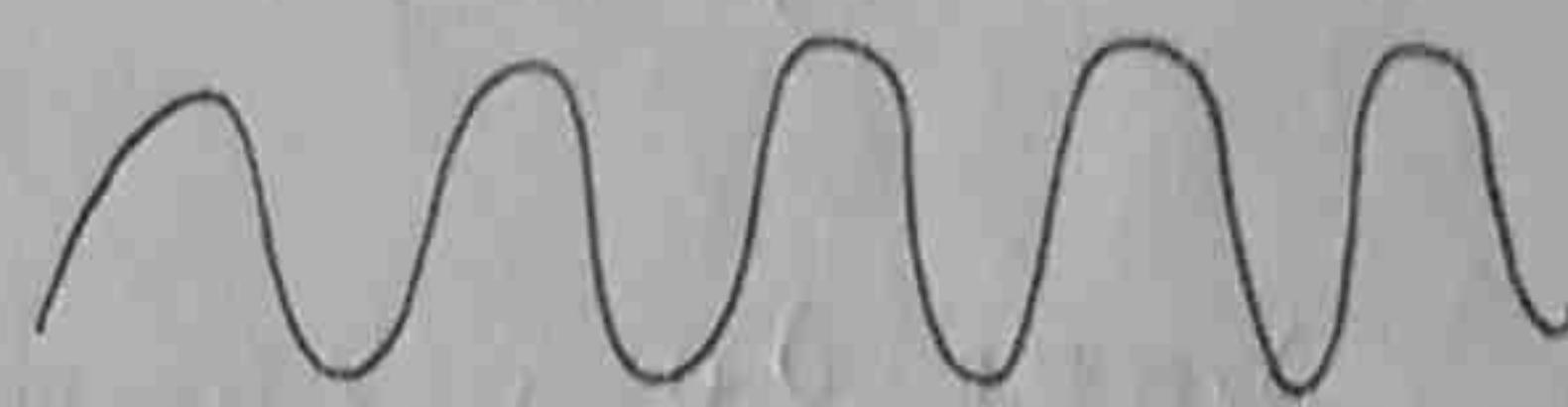
mi frecuencia central

500V SW 0.1

Ejemplo de FM



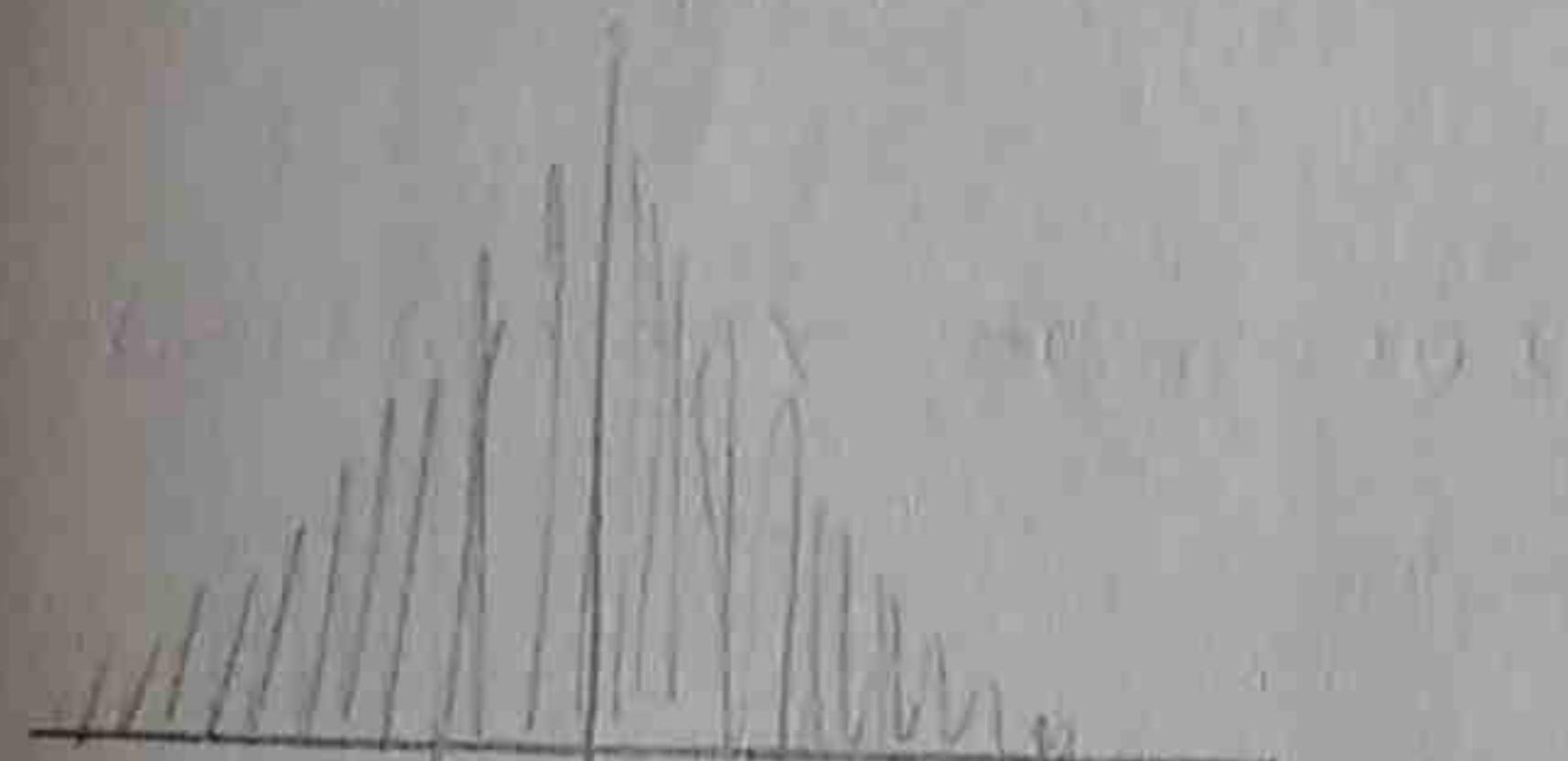
$\Rightarrow$   
SPAN



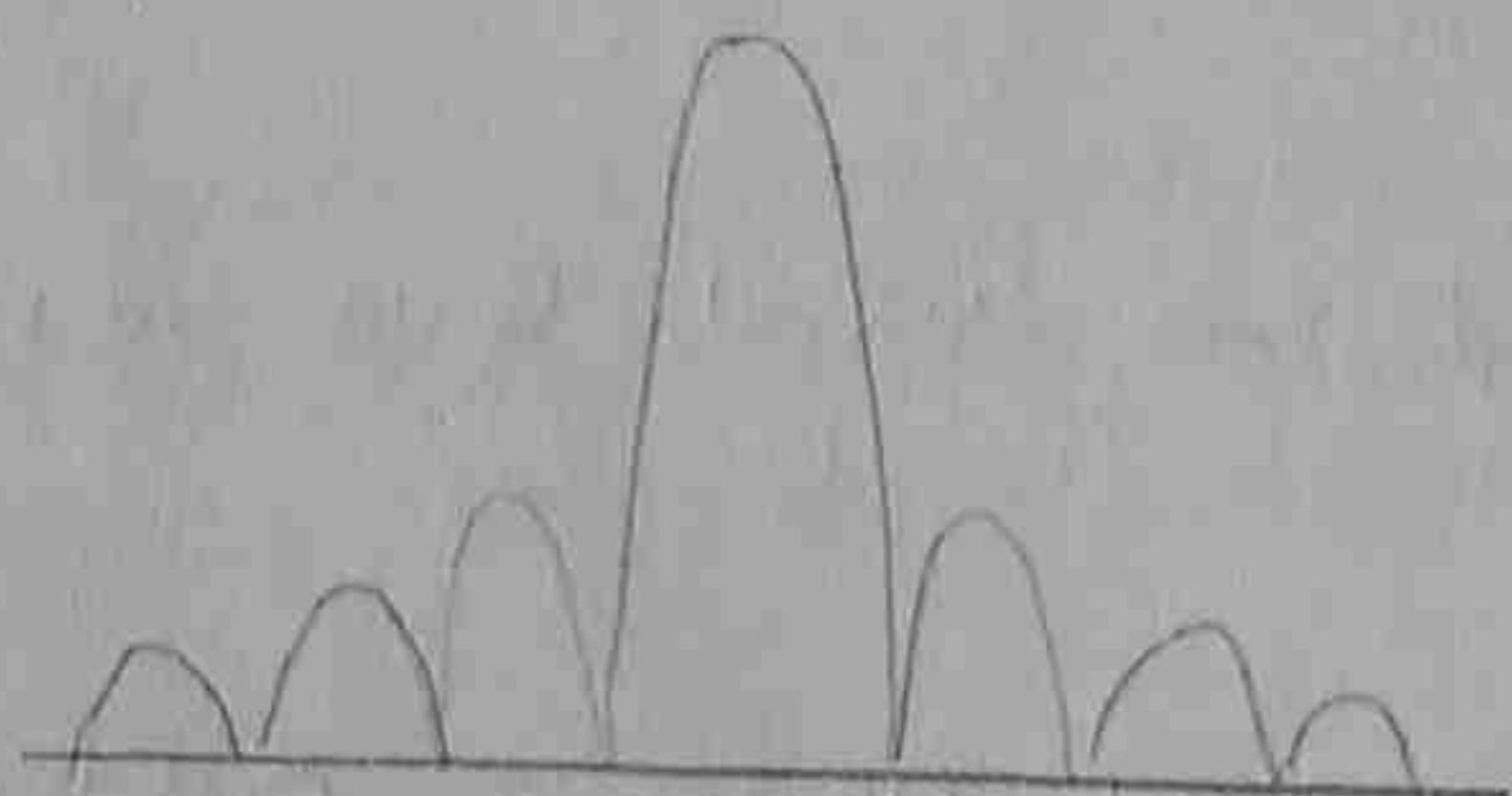
SPAN = 0

RBW = 300kHz

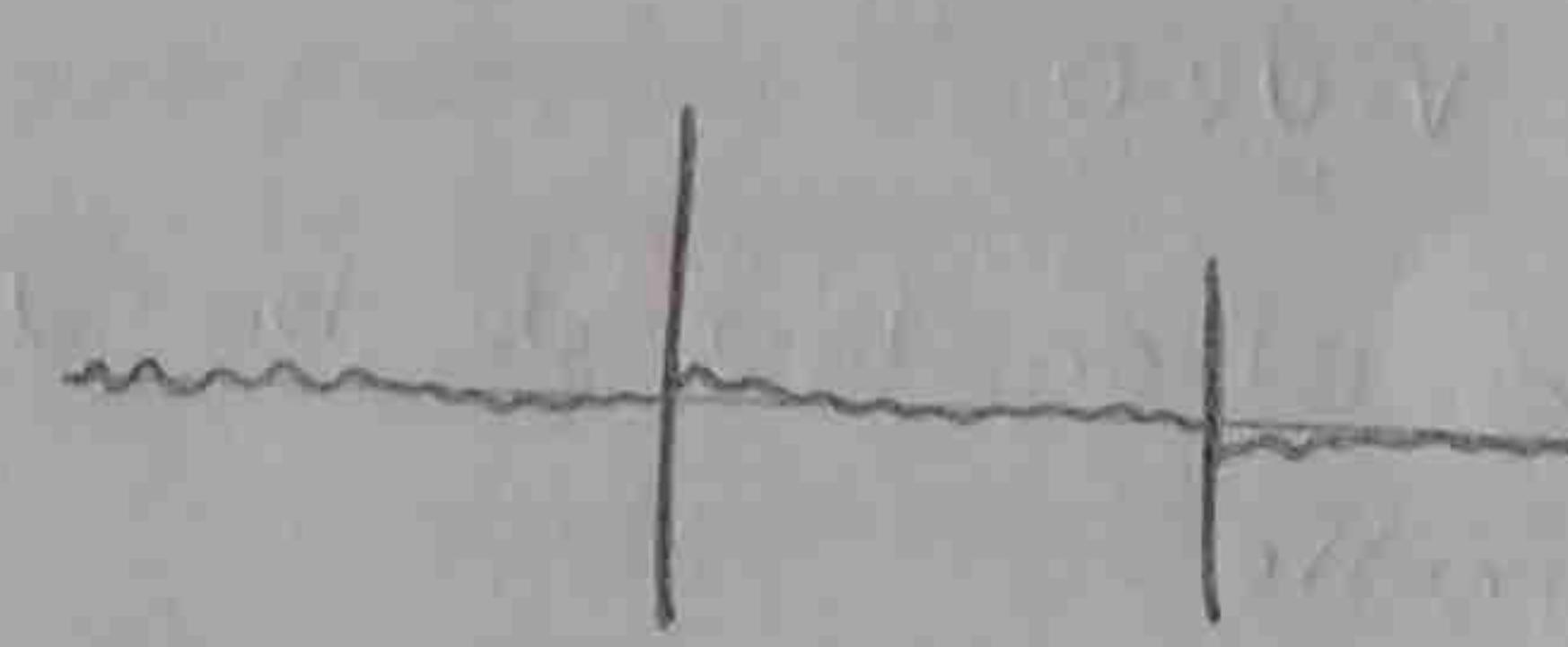
Es la señal errónea y saliendo de mi filtro F; la freq. devorada y salida hace que la ampl. de la señal de fm capture la forma de la modulante. Lo que veo es la amplitud de la portadora dentro de la modulante.



Línea espejada  
mucho SPAN



PULSO espejado.  $\Rightarrow$

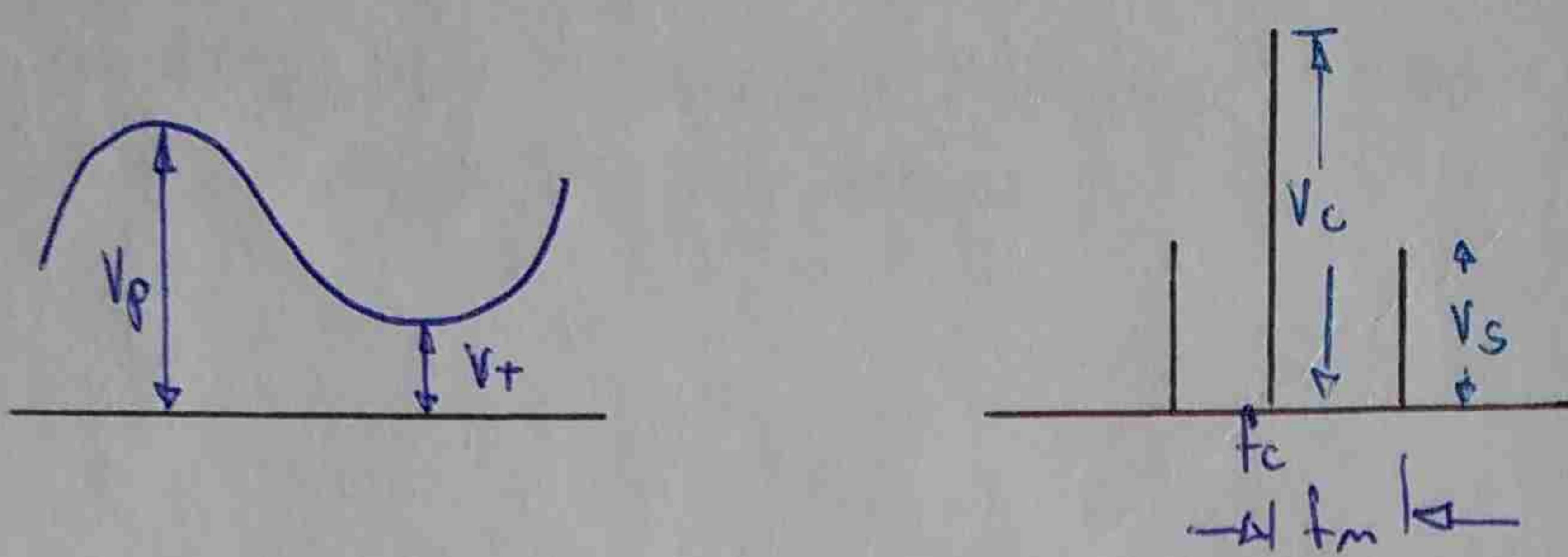


SPAN = 0.

veo la amplitud del pulso

## Medición de señales de AM.

Cuando el control de SPAN está en cero y el eje de los abscisas representa el tiempo. Cuando situamos el analizador a la frecuencia de portadora  $f_c$ , de una señal modulada en amplitud, con una resolución al menos dos veces la freq de modulación,  $RBW = 2f_m$ , podemos ver la envolvente de AM.



$$m = \frac{V_p - V_t}{V_p + V_t} = \frac{2 \cdot V_s}{V_c}$$

En escala logarítmica la ecuación se transforma en:

$$m = c \cdot 10^{\frac{A(\text{dB})}{20}}$$

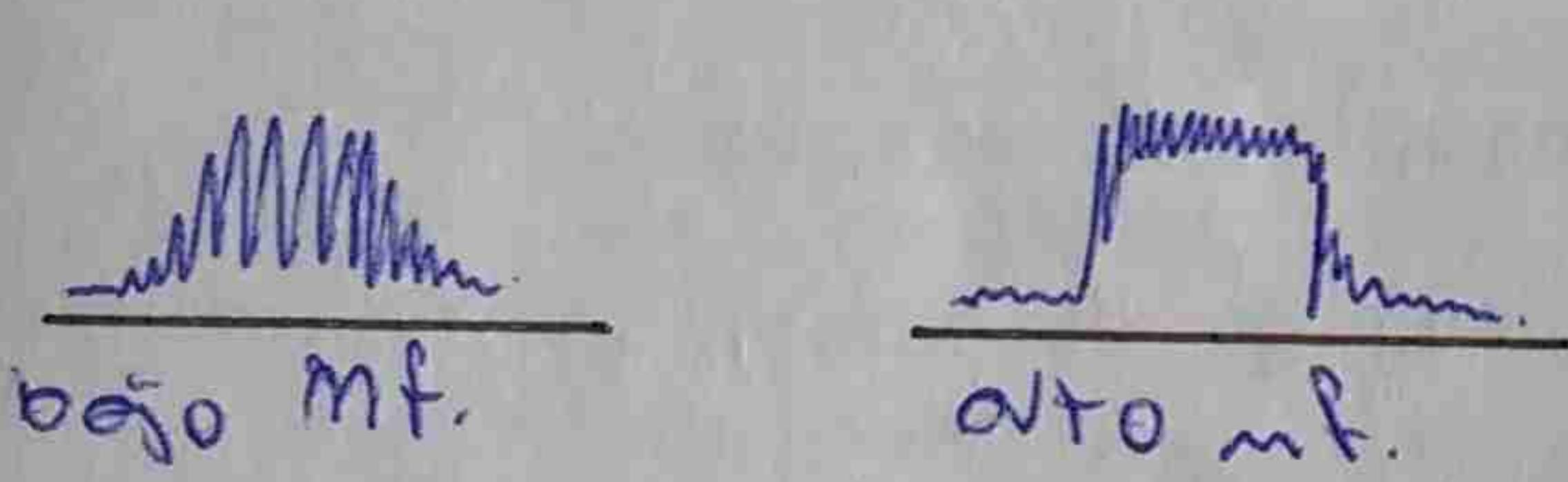
En donde  $A(\text{dB})$  es la amplitud relativa a la portadora (negativa).

## Medición de señales FM (nulos de portadora)

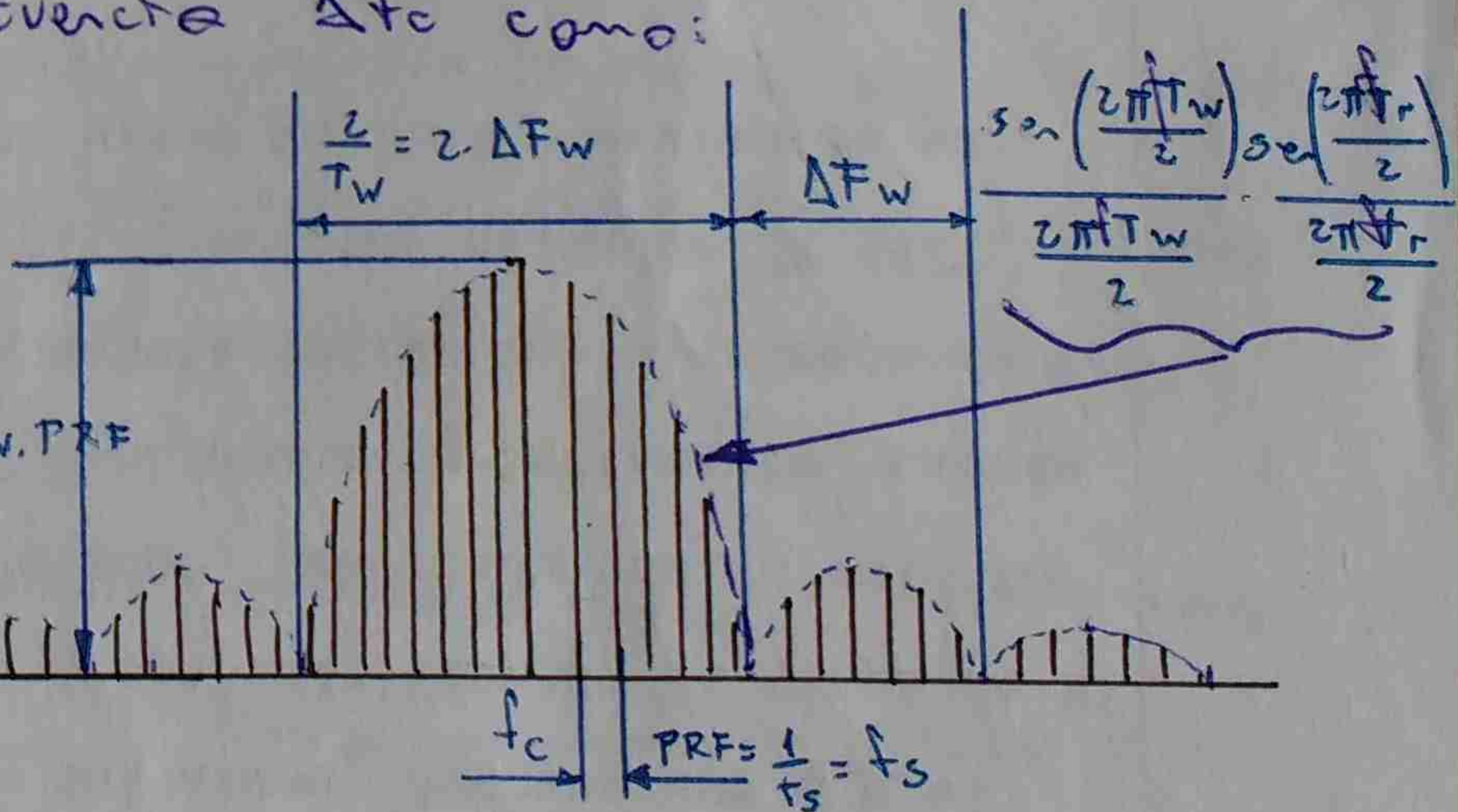
Estando conectado el generador de FM al analizador, situamos  $m_f = 0$  y lo vamos incrementando hasta que en la pantalla se suprime portadora.

En este punto estamos en  $m_f = 2.4$ . Medimos la  $f_m$ , que es la freq de la portadora i.e., hasta la primera banda lateral.

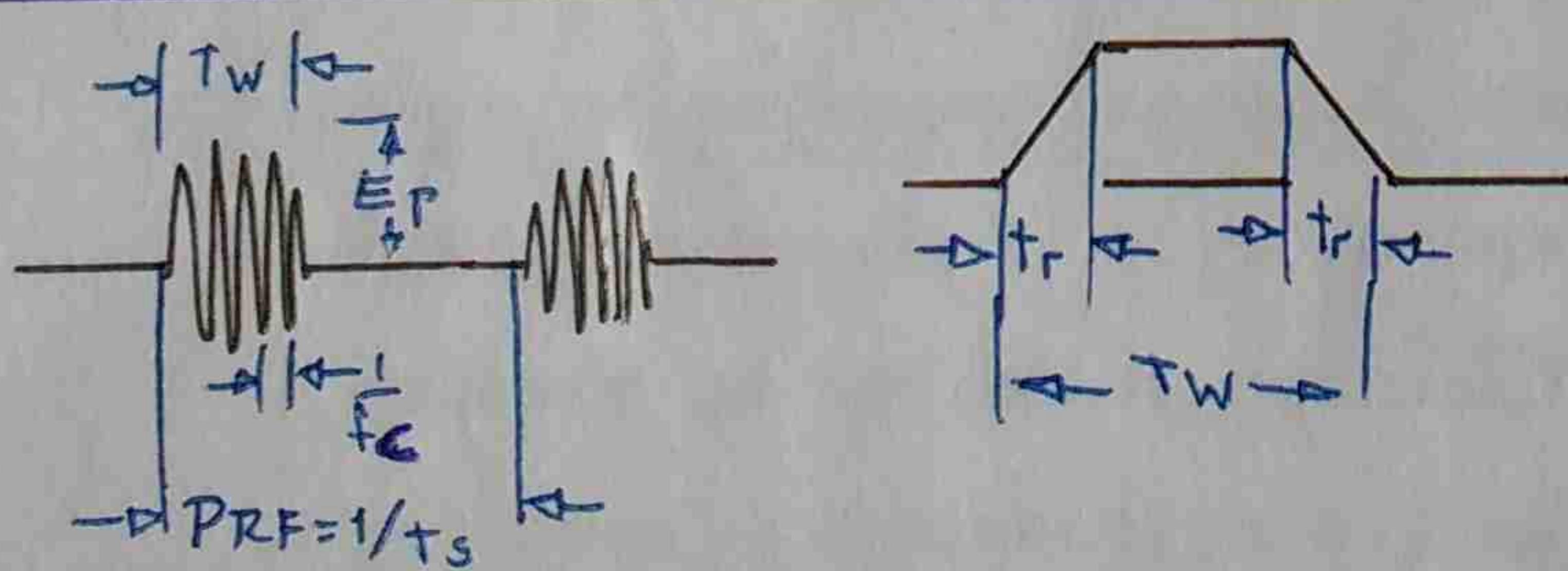
Calculamos la desviación máxima de frecuencia  $\Delta f_c$  como:



$$\Delta f_c = m_f \cdot f_m$$



## Señales de AM pulsantes



$$E_p = E_p \cdot T_w \cdot PRF$$

$$PRF = \frac{1}{f_s} = f_s$$

- Si variamos la frecuencia de la portadora  $f_c$ . Desplazamos a la nueva  $f_c$  con la misma forma.
- Si aumentamos  $f_s$  (freq. rep. pulsos), la envolvente cambia su amplitud y la separación de los componentes.
- Si aumentamos el  $T_w$ . Aumenta Amplitud envolvente y su ancho disminuye.
- Si variamos  $t_r$ , modificamos la forma, pero no el ancho.

Línea Espectro. Ocurre cuando el RBW < PRF

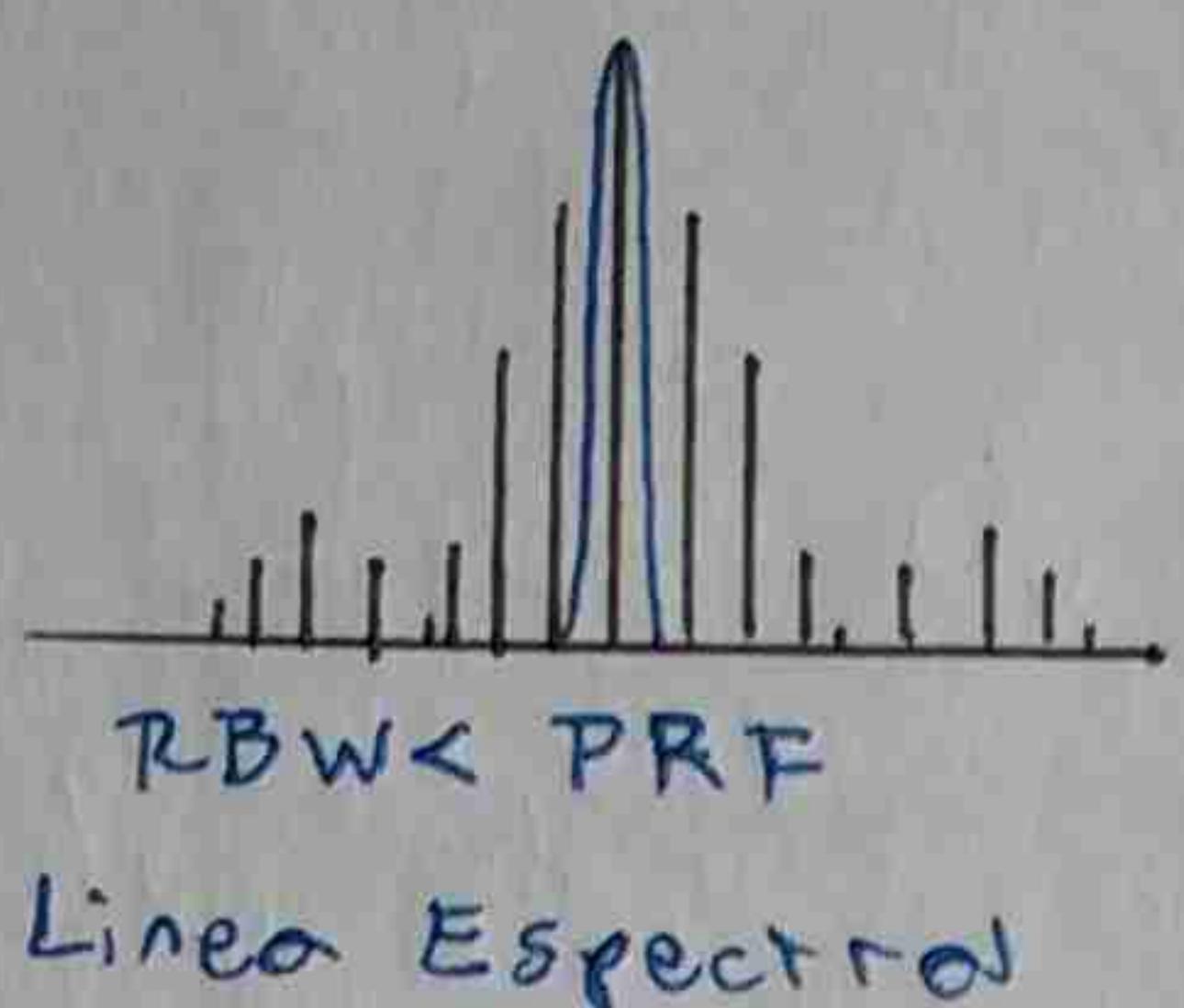
Tenemos que asegurarnos que:

- El PRF medido no cambia al variar ST.

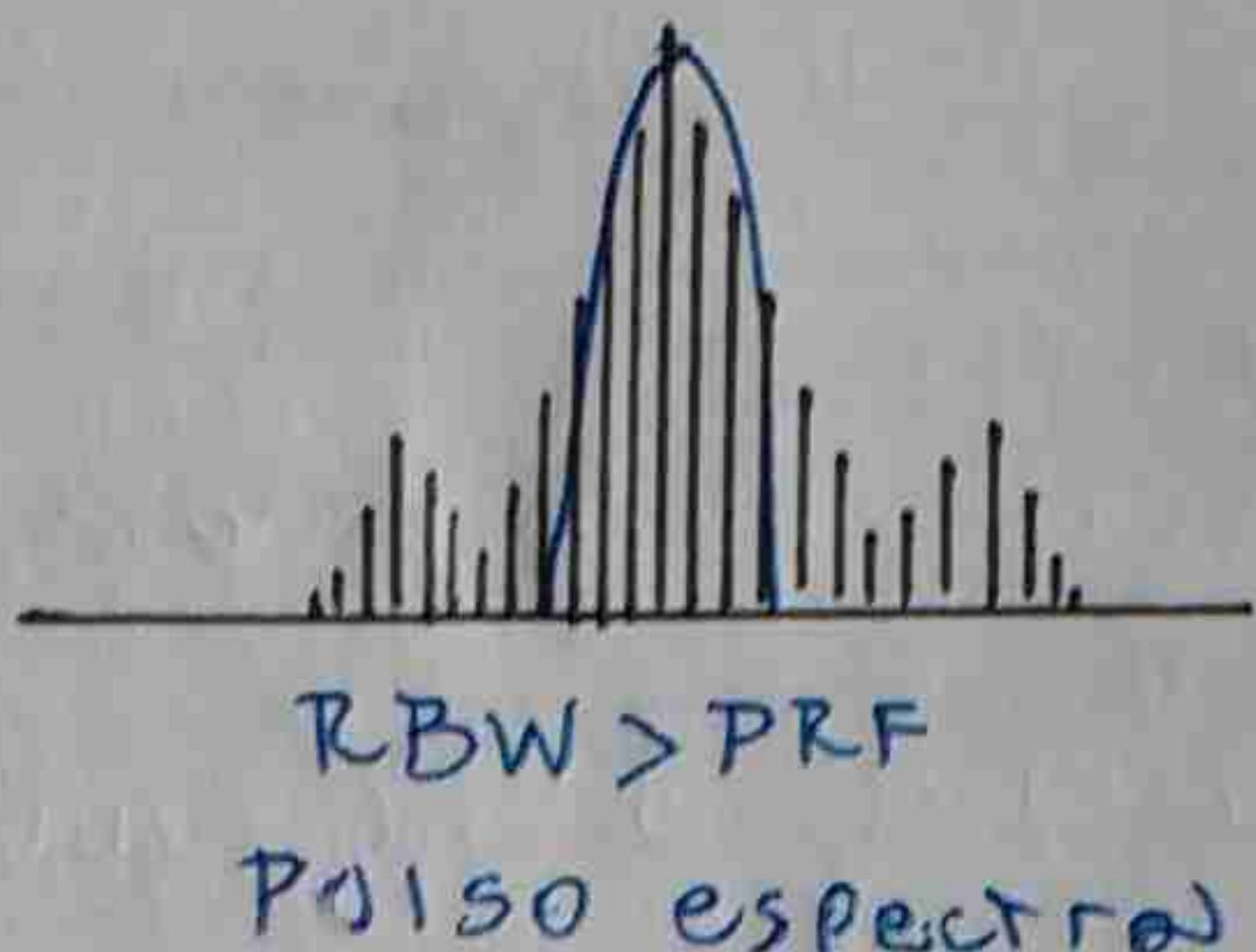
- La amplitud de los líneas mostradas no cambia al cambiar RBW.

Pulso espectro Ocurre cuando RBW > PRF.

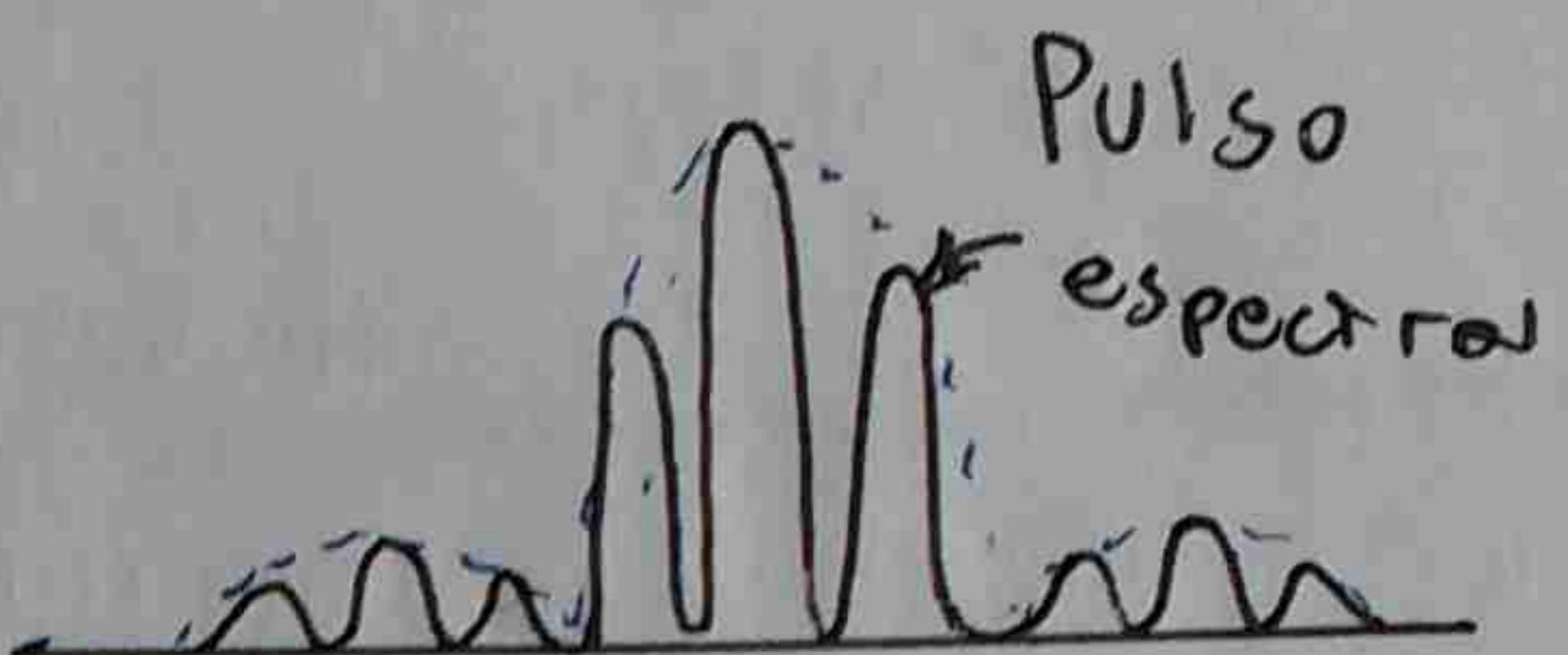
El analizador no puede resolver cada componente espectro porque caen dos o mas dentro del RBW.



Linea Espectro



Pulso espectro



En la garras  
nunca más !!

Cuando  $RBW \neq PRF/10$  estamos en línea espectro.

$RBW > PRF$ , estamos en pulso espectro.

### ANALIZADOR FFT

Operación FFT. Está limitado al uso de señales discretas.

- Registro de tiempo: TR conjunto de N muestras equidistantes.

- Contador de líneas La FFT transforma un bloque de N muestras en un bloque de  $N/2$  líneas, esto es así porque cada línea contiene información de amplitud y fase de la componente espectral que representa.

- Rango de frecuencia de la FFT la frecuencia más baja es  $\frac{1}{TR}$ , la más alta será

$$f_{max} = \frac{N}{2} \cdot \frac{1}{TR} \quad \text{y} \rightarrow \frac{N \cdot f_s}{N} = 1 \cdot \frac{f_s}{2} \quad \text{y} \rightarrow \text{into } \frac{f_s}{2}$$

Como Nes fijo por el algoritmo, para aumentar  $f_{max}$  debemos disminuir TR (Aumentamos la frecuencia de muestreo).

Frecuencia de Aliasing: Solucionamos este problema cuando muestreamos a  $f_s > 2f_{max}$ . Como la respuesta del filtro antialias no es perfecta, debemos muestrear a  $f_s$  2.5 a 4 veces  $f_{max}$ .

Filtro de diezmo para obtener un RBW menor. Tengo N muestras tomadas como si fuese menor. Si f<sub>s</sub> menor, mejor RBW (diezmo).

Ventanas: La FFT asume que la señal analizada y almacenada es periódica. Pero puede darse el caso de que no, entonces el espectro pasa de líneas a otro caso. Este fenómeno se conoce como fuga de espectro: Para solucionar esto multiplicamos los muestras por una ventana.

Incluye unas máximas de amplitud de 15dB

Hanning: Como Gauss. evita la fuga de espectro.

Uniforme: Es la rectangular

flat-top: Parte central plana. Reducimos la distorsión máxima pero perdemos resolución. Enorme de 0,1dB (IMD) cc

Ventana exponencial: Para transistores que decaden exponencialmente.

Ruido

Mediciones en el Tiempo

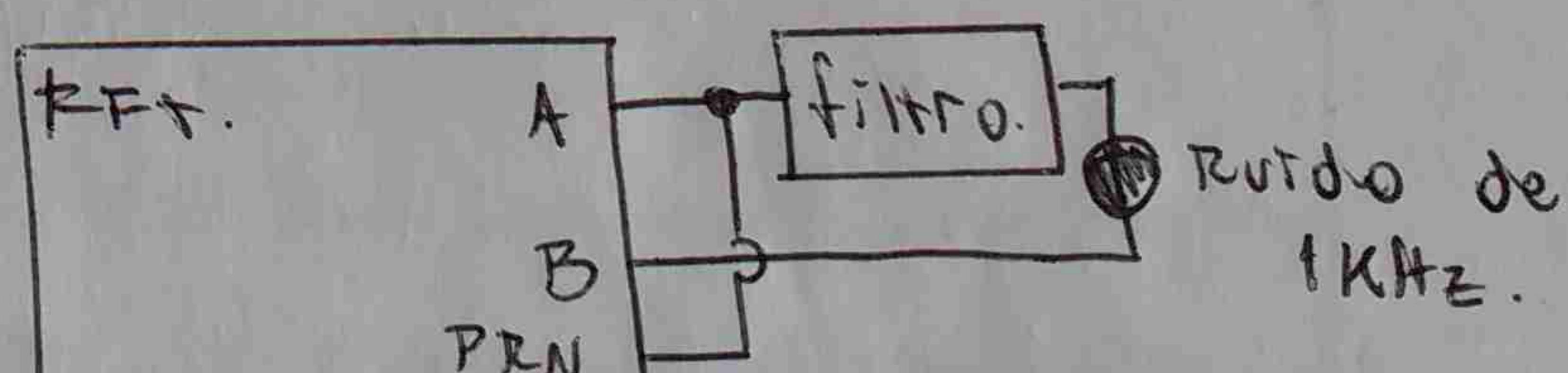
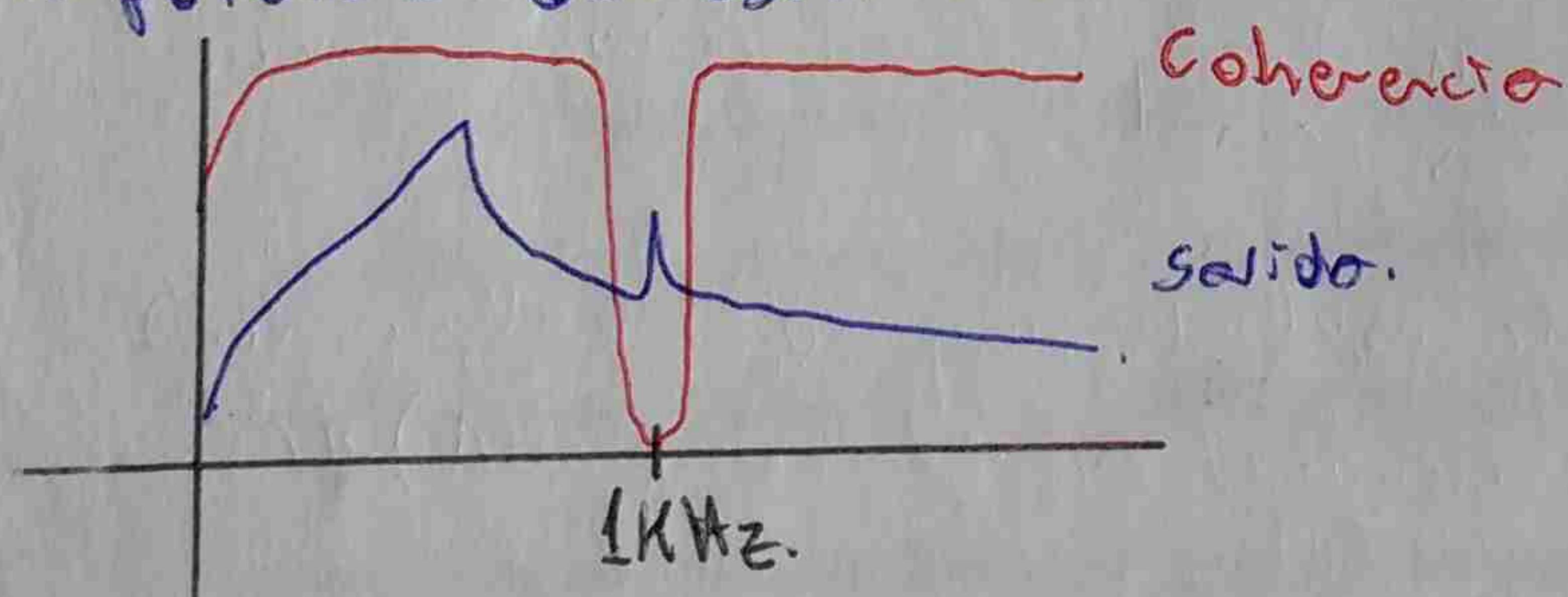
Correlación: Multiplico las señales en un intervalo y sumo todos los productos. Si no hay desfasaje (señales iguales) el número es grande entre mas desfasaje existir menor es el valor.

Autocorrelación: En el eje x ponemos los desfasajes y en el "y" el promedio (igual que antes pero dividido por N).

Correlación cruzada: Entre dos señales distintas.

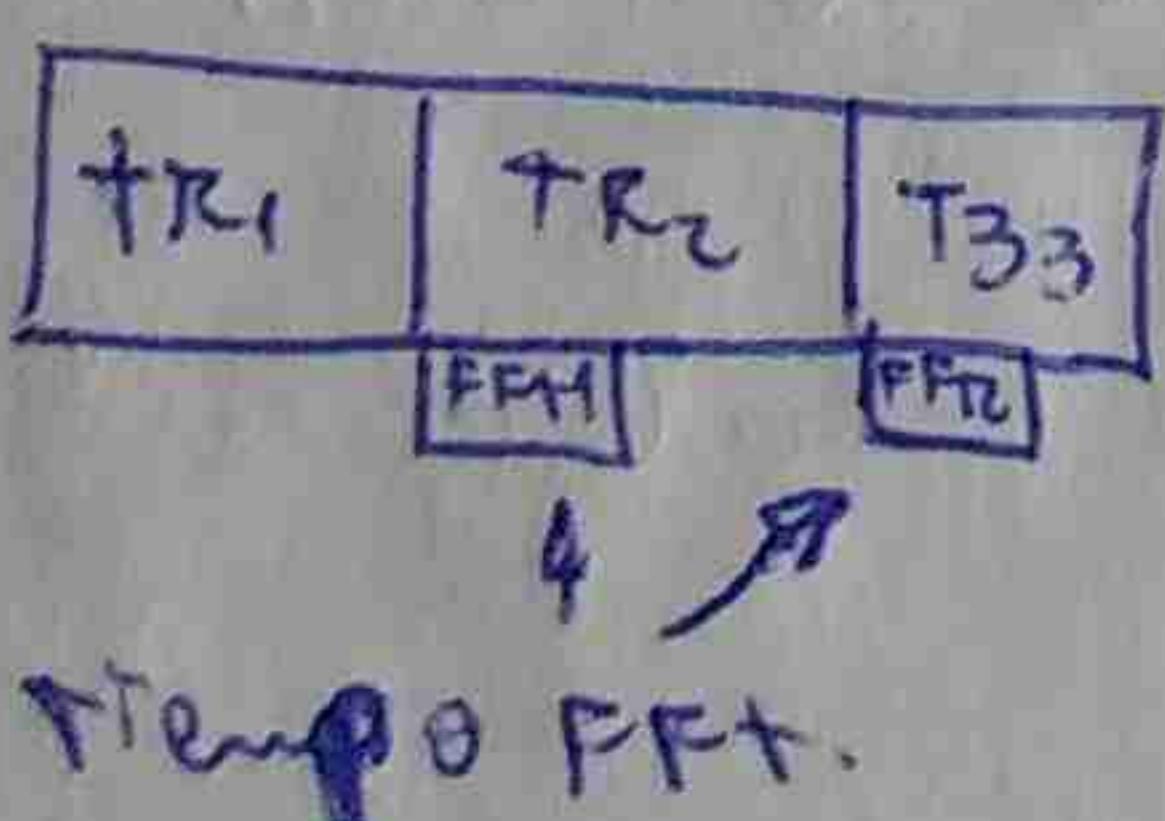
Mediciones en la Frecuencia

Cohesión: Indica cuanta de la potencia en la salida es provocada por la potencia del estímulo.



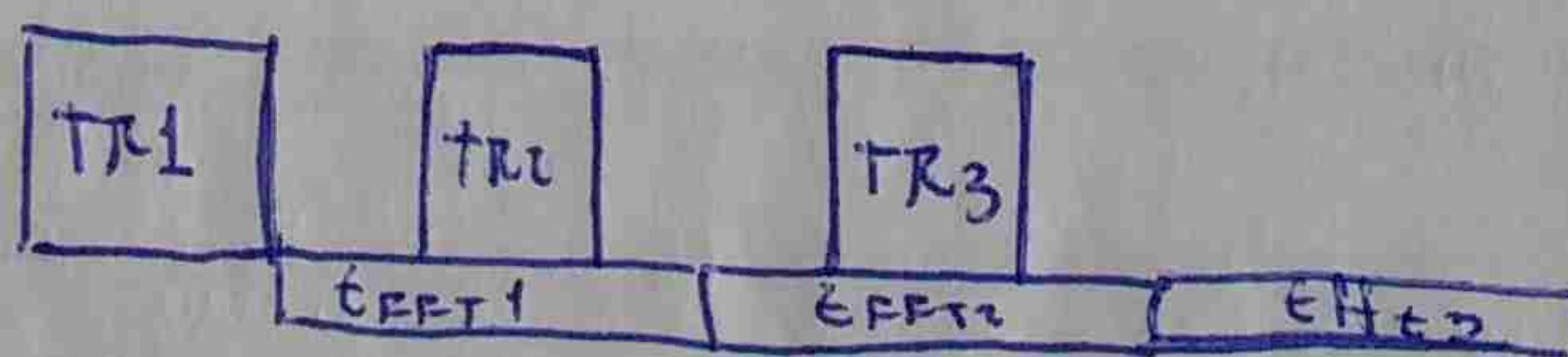
Analizador Rango Real:

$$t_{FFT} < TR$$



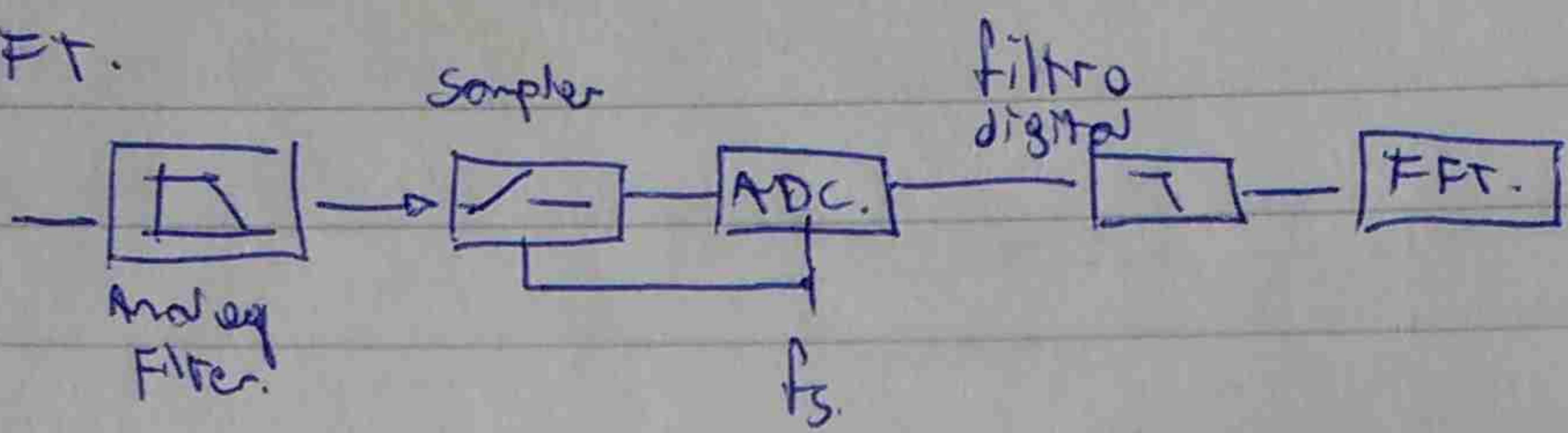
Analizador No en Tiempo Real:

$$t_{FFT} > TR$$



El TR vele para cubrir el rango de frecuencia para SPAN amplios TR corto para frecuencias de SPAN para debajo del RTBW de analizador no pierde ningún dato.

FFT.



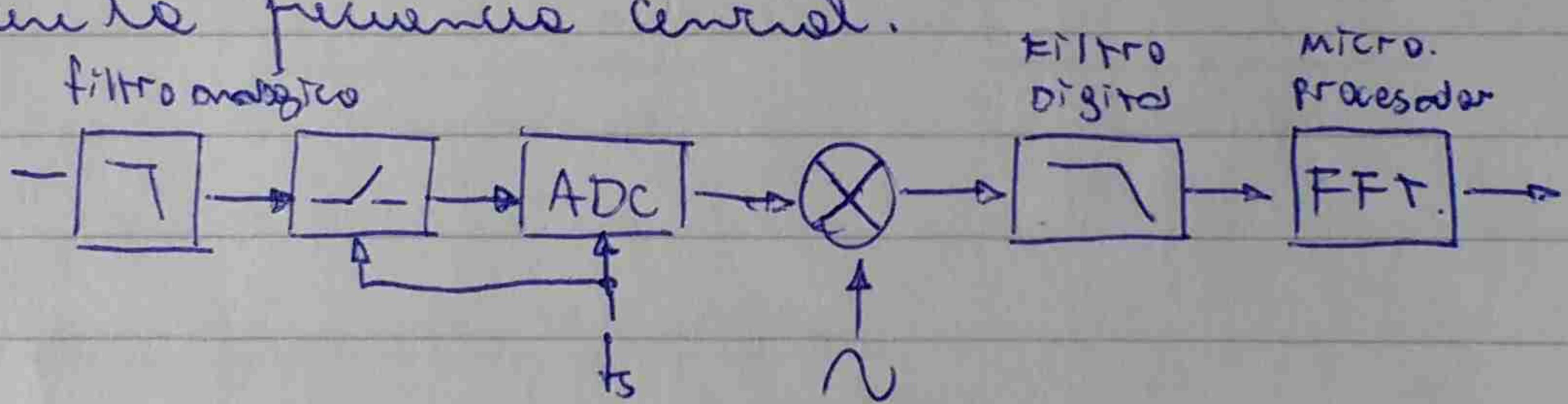
El filtro analógico protege el instrumento en su operación de frecuencias más alto, operando a  $f_s$ .

En la entrada del filtro digital tenemos  $BW_{\text{LP}}$  y al salida tenemos  $BW/n$ . Donde  $n$  es el factor decimal, siendo  $n$  un número entero.

El filtro digital por sucesos actúa simultáneamente. El ancho de banda de la señal y el rango de muestreo.

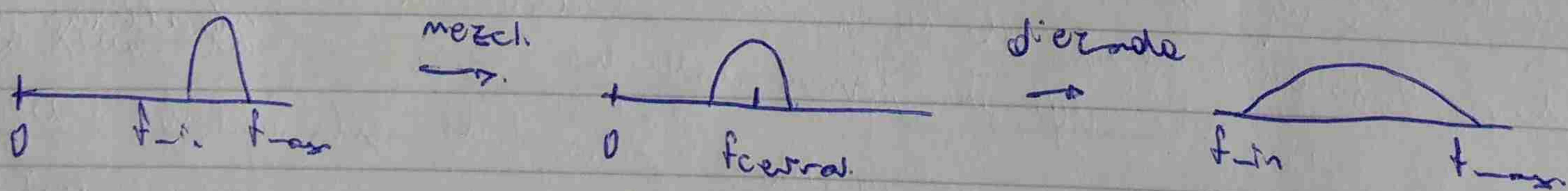
Análisis selectivo de banda

Tener en cuenta el rango de frecuencias muestreadas se mantiene la frecuencia central.



La salida del ADC es multiplicada por una señal senoidal lo que al mezclarse disminuye la frecuencia, similar a lo que sucede en un analizador de espectro de banda.

El desplazamiento de la función al comienzo del rango de gráfica con el mezclador digital, el resultado se grava con el Megastore.



## REFLECTOMETRÍA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

Nos permite saber algunos parámetros de una línea de transmisión (Lengüedad). Nos permite saber algunos parámetros de una línea de transmisión (Lengüedad). INTRODUCIMOS UNA SEÑAL CUADRADA que tipo de carga hay conectada en SU extremo). de muy corto tiempo de subida Y visualizamos en un osciloscopio la onda que incide en la LT y la que se refleja.

Desadaptación de LT.  $Z_L \neq Z_0$

Coeficiente de reflexión

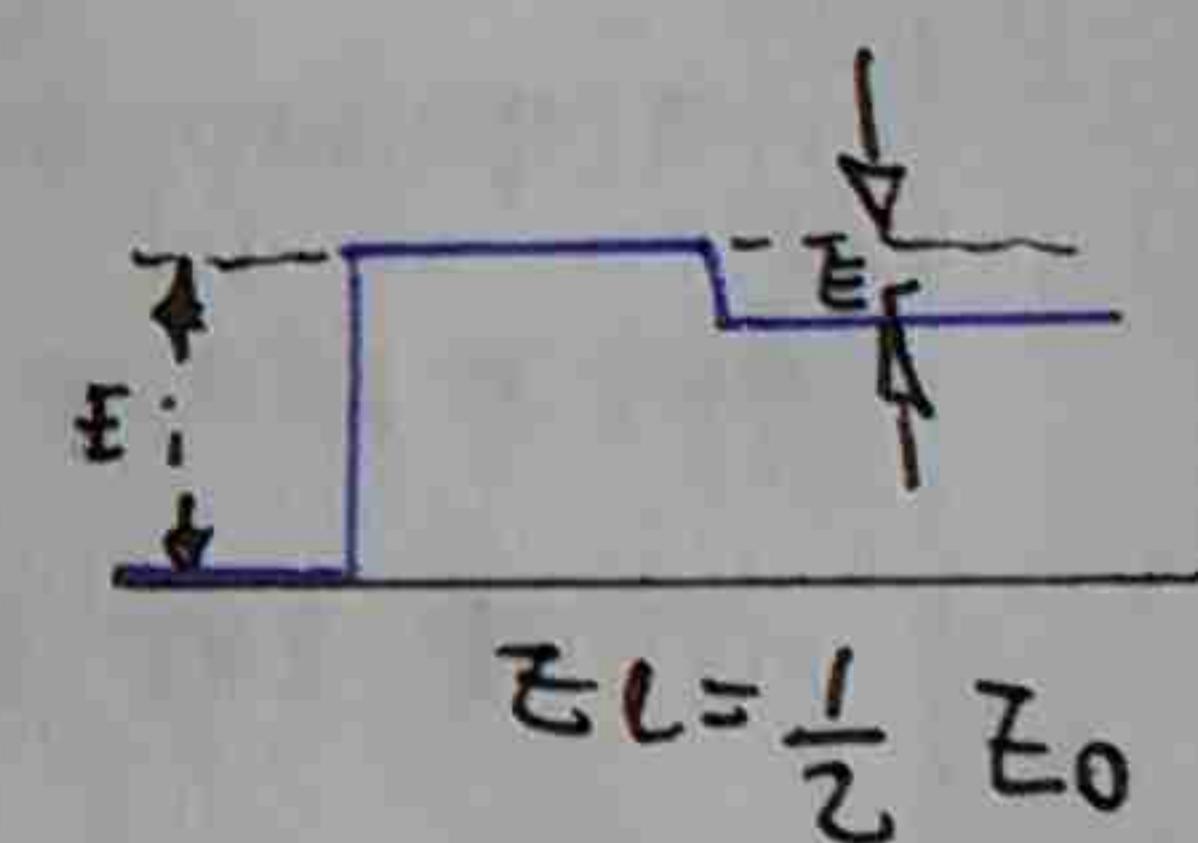
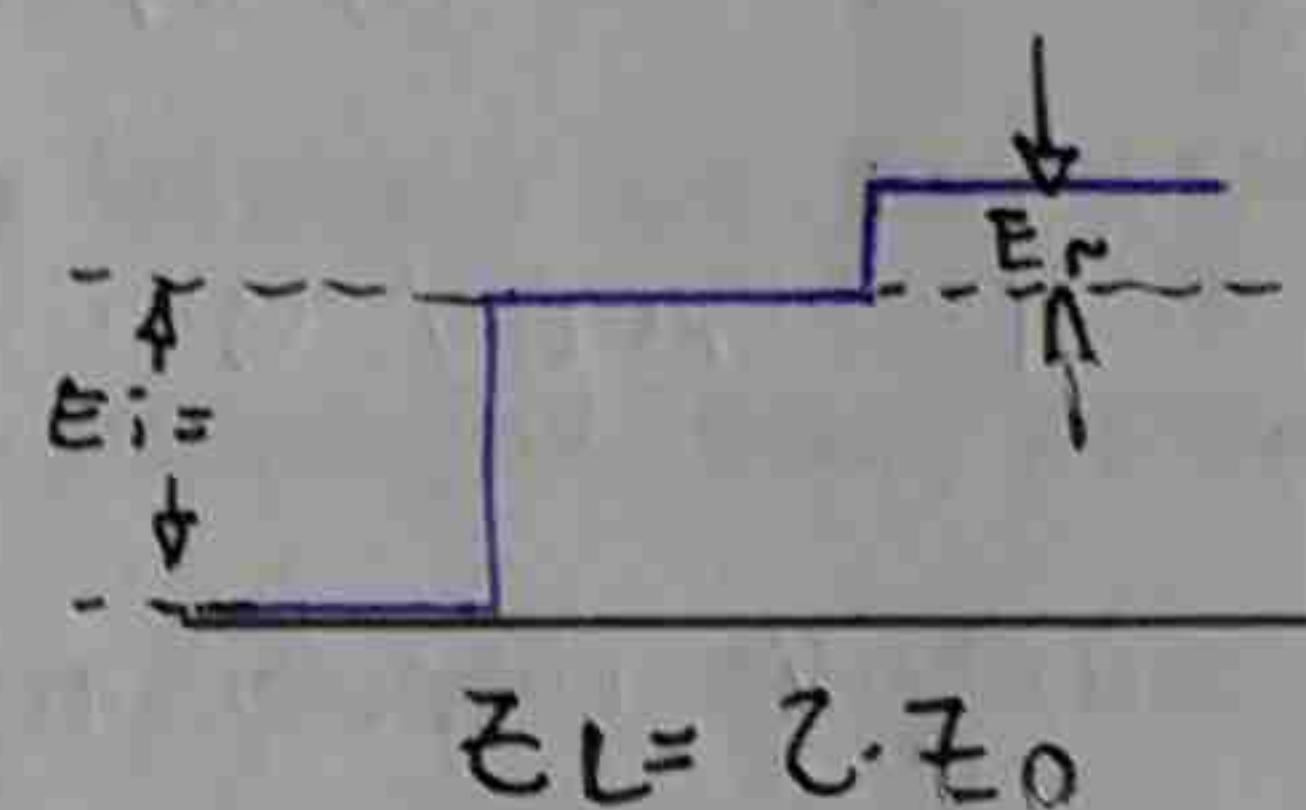
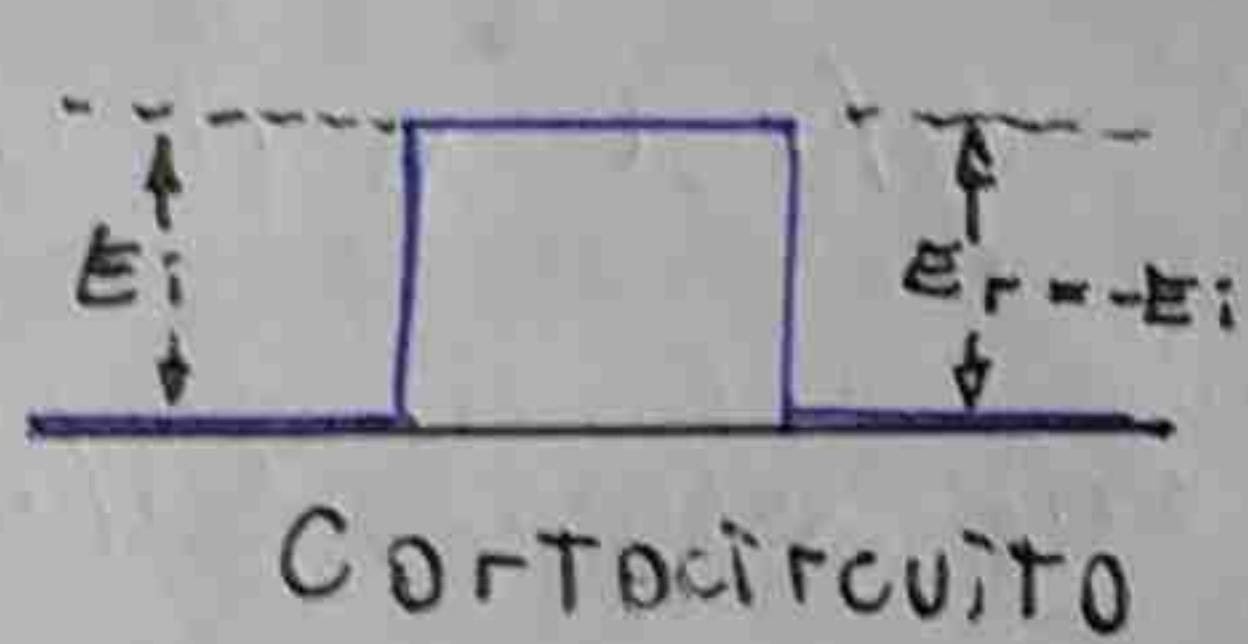
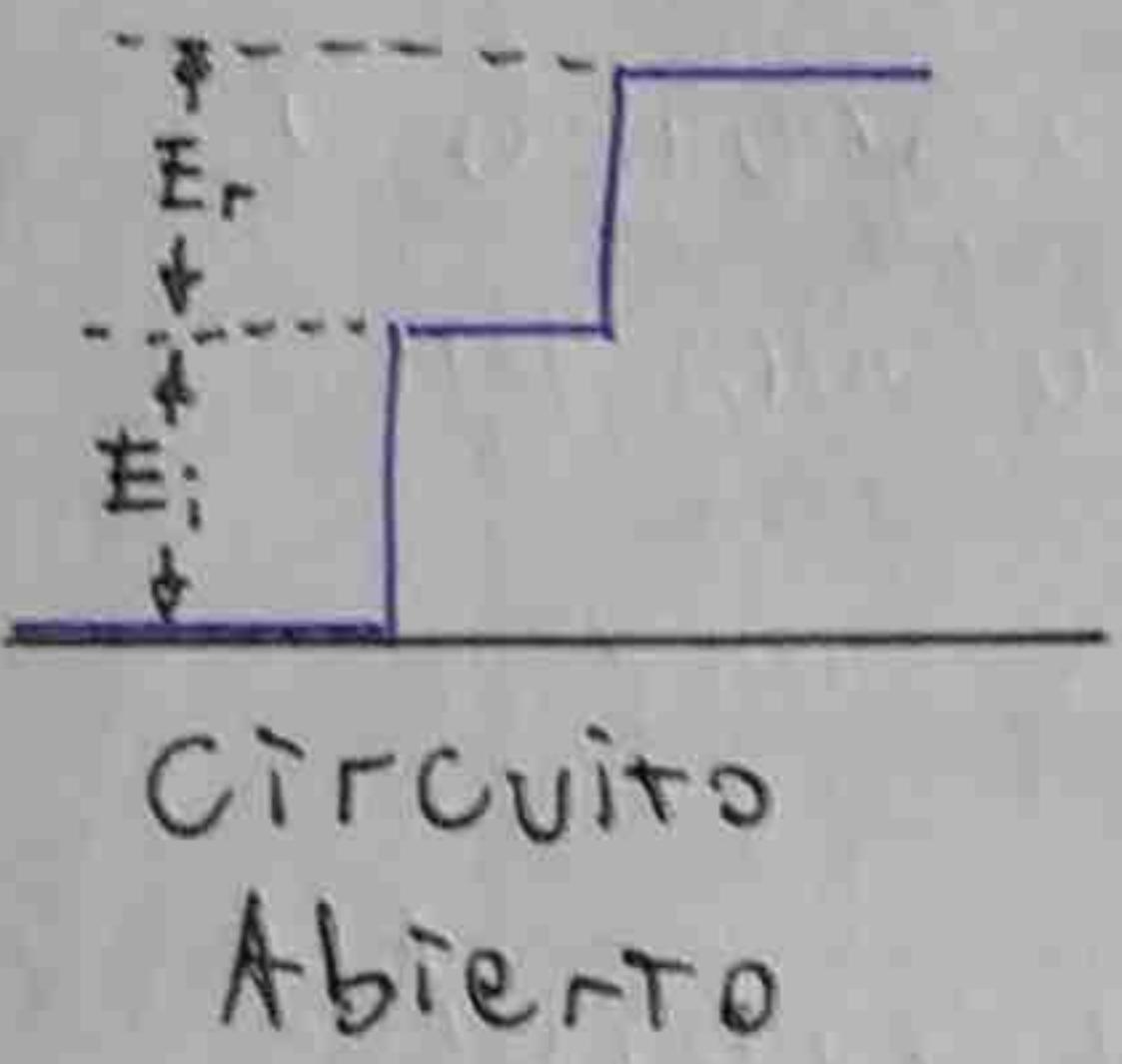
$$\rho = \frac{E_{reflejada}}{E_{incidente}} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Relación Onda estacionaria

$$ROE = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{|E_i| + |E_r|}{|E_i| - |E_r|} = \frac{1 + |P|}{1 - |P|}$$

Localización de los desadaptaciones. Podemos calcular la distancia entre la desadaptación y el generador, D.

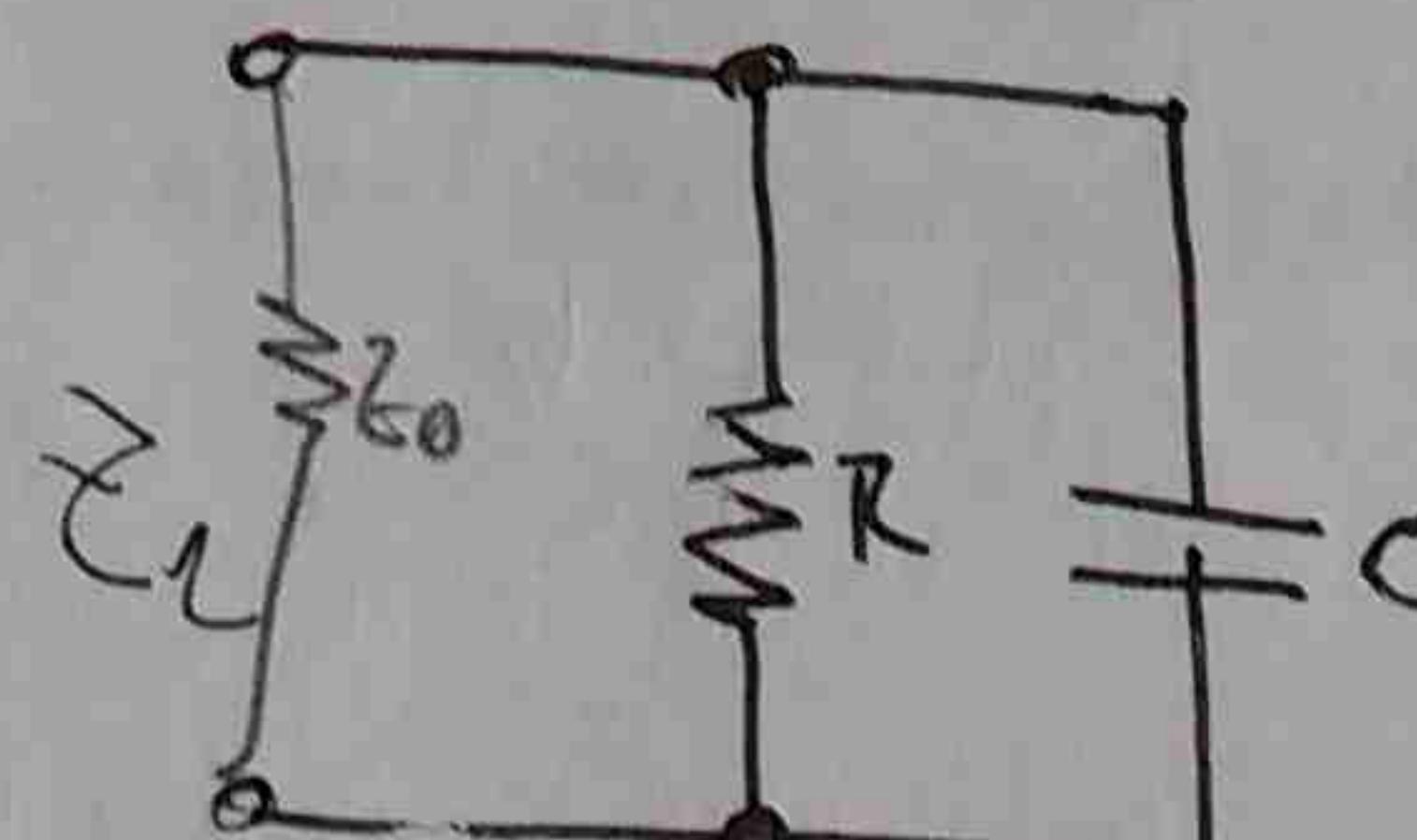
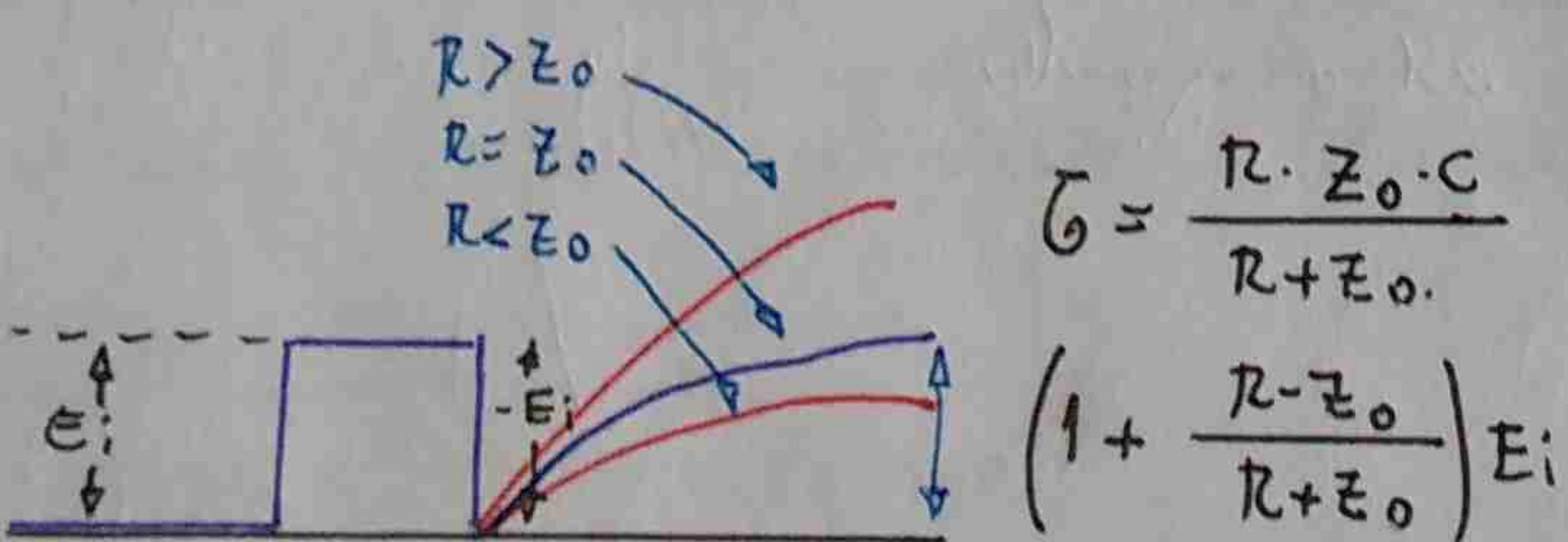
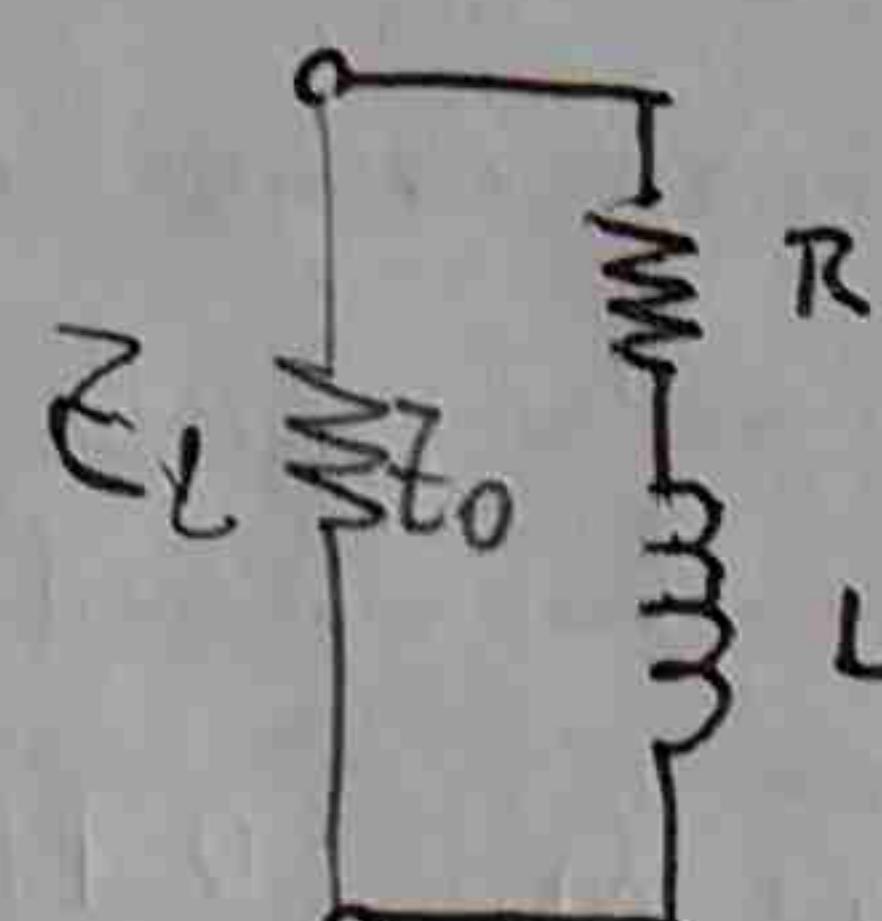
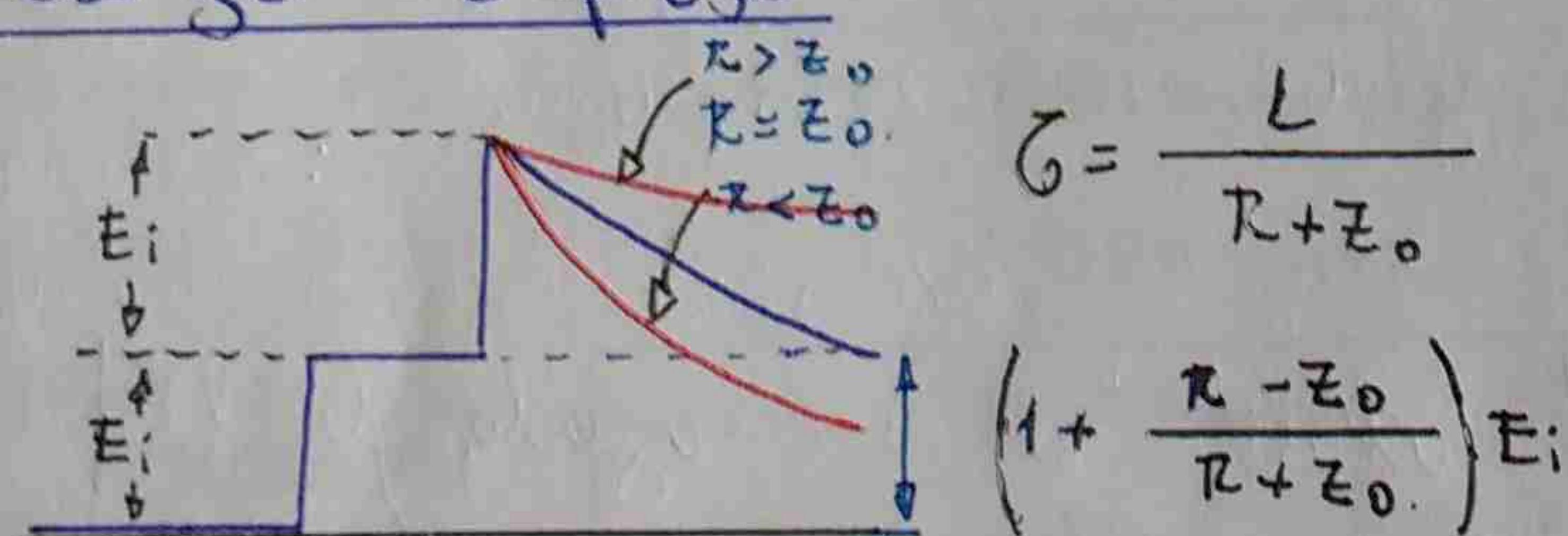
$$D = V_p \cdot \frac{T_D}{2}$$



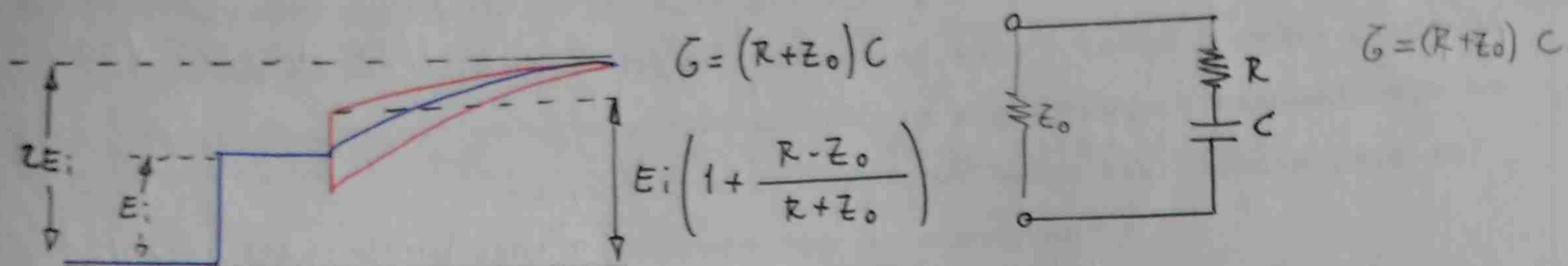
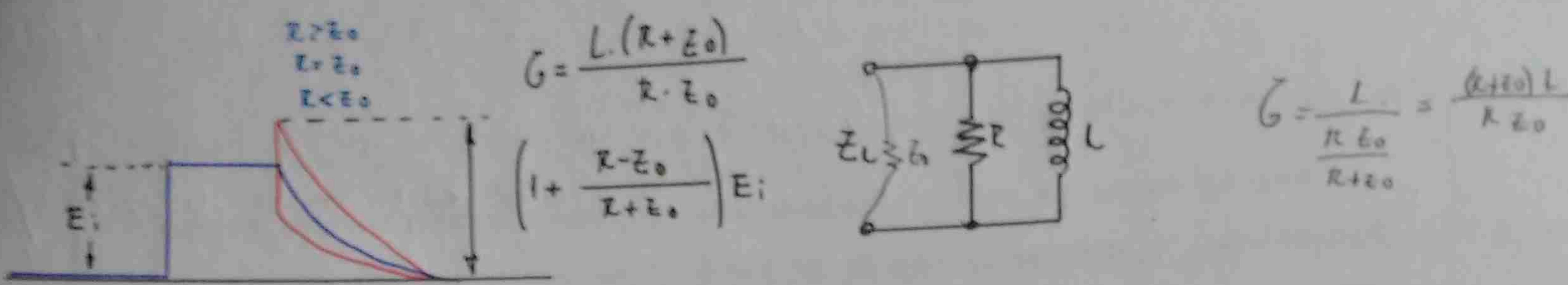
## Aterrizamiento de una línea de transmisión

$$\alpha = 10 \log \left( \frac{E_i}{E_r} \right)$$

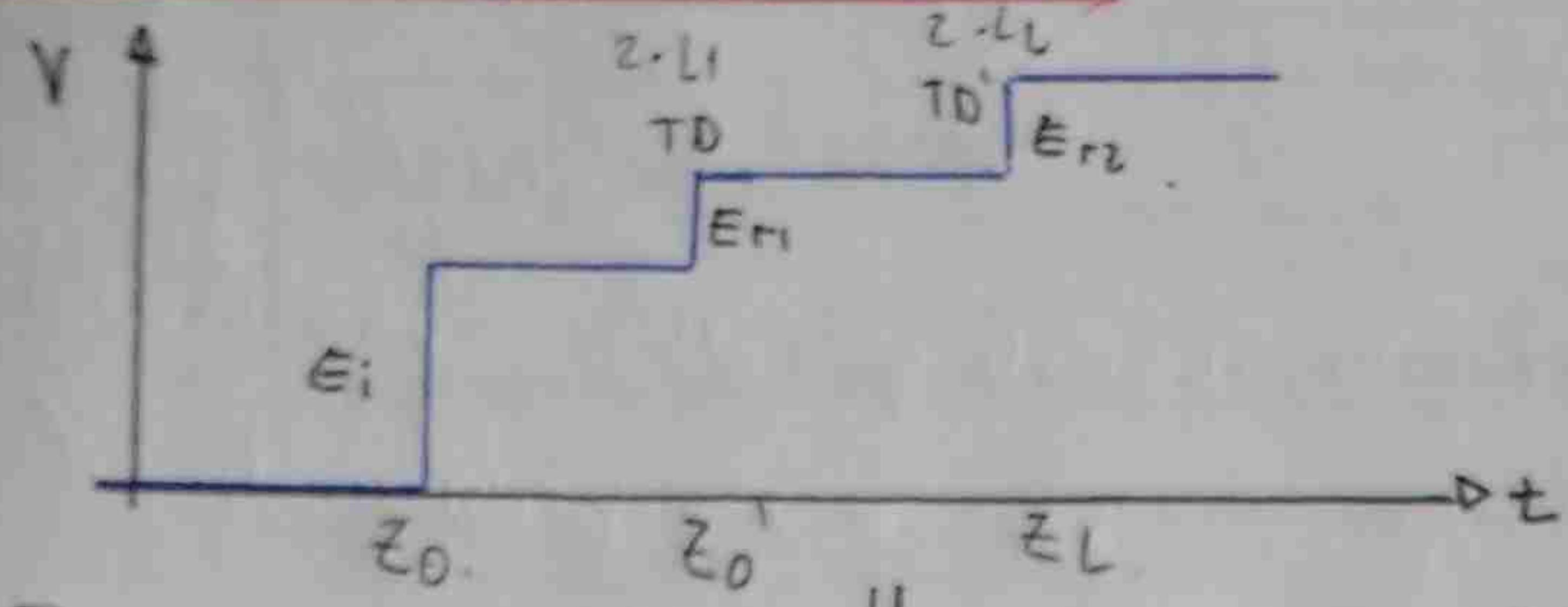
## Con Carga Compleja



$$G = C \cdot \frac{(R + Z_0)}{R + Z_0}$$



### Reflexiones Múltiples



$$\Gamma_1 = \frac{E_{r1}}{E_i} \quad \parallel \quad E_{r2} = E_i \left( 1 - \Gamma_1 \right) \cdot \Gamma_2 \rightarrow \Gamma_2 = \frac{E_{r2}}{E_i \left( 1 - \Gamma_1 \right)}$$

$$Z_0' = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma_1}{1 - \Gamma_1} \quad \parallel \quad Z_L = Z_0' \cdot \frac{1 + \Gamma_2}{1 - \Gamma_2}$$

$$V_p = \frac{Z L_1}{T D} = \frac{Z \cdot L_2}{T D + T D'}$$

### Resolución Espacial.

$$t_{r,\text{TOTAL}} = \sqrt{t_{r,\text{OAC}}^2 + t_{r,\text{GEN}}^2 + t_{r,\text{SUSY}}^2}$$

### Errores en la medición

- Impedancia del generador desconocida. (Afecta parámetros que usan amplitudes)
- Longitud de la linea desconocida. (Error en  $V_p$  y  $\alpha$ )
- Velocidad de propagación desconocida (Error en  $\alpha$  y longitud)
- Impedancia de carga desconocida (Error en  $\Gamma$ )
- Atenuación desconocida. (Error en  $\Gamma$ )
- Resolución espacial insuficiente (Podemos cometer error en todos los medidos).

### Atenuación

$$\alpha = \frac{20}{Z_0} \log \left( \frac{E_r}{E_i} \right)$$

### Resolución espacial

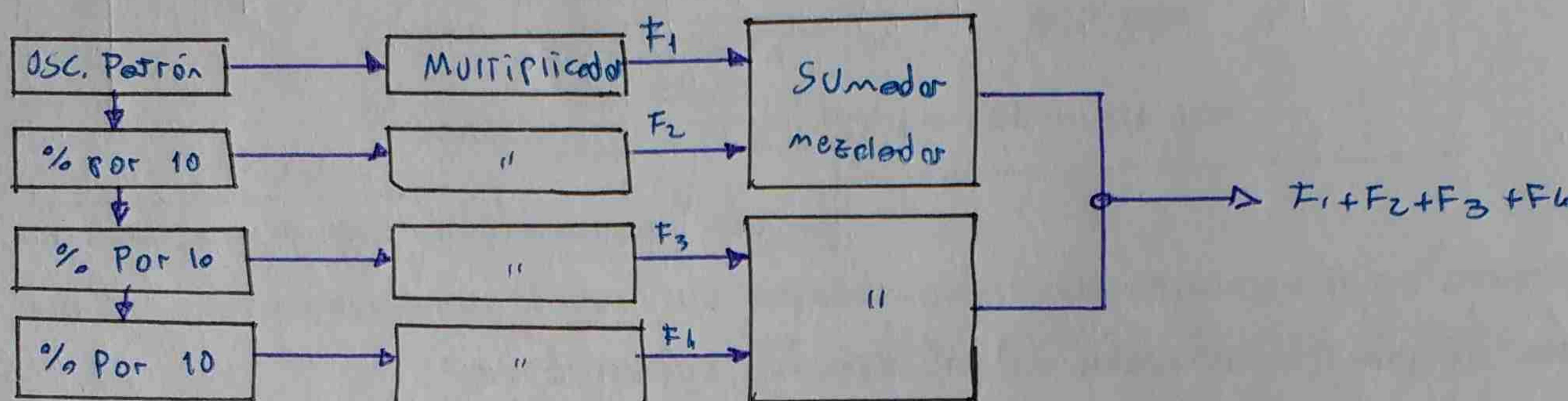
$$x_{-in} = 0.9 \cdot \frac{c}{\sqrt{E_r}} t_{r,\text{TOTAL}}$$

## SINTETIZADORES DE FRECUENCIA

Sintetizador Directo: Genera las frecuencias de salida en base a sumas, restas y multiplicaciones.

Indirecto: Usa uno o más osciladores controlados por tensión (VCO) en lazos enganchados de fase (PLL) para mantenerlos en la freq. de referencia.

SINT. Sinusoidal con rectificadores: No se utiliza mos.



Osciladores de referencia:

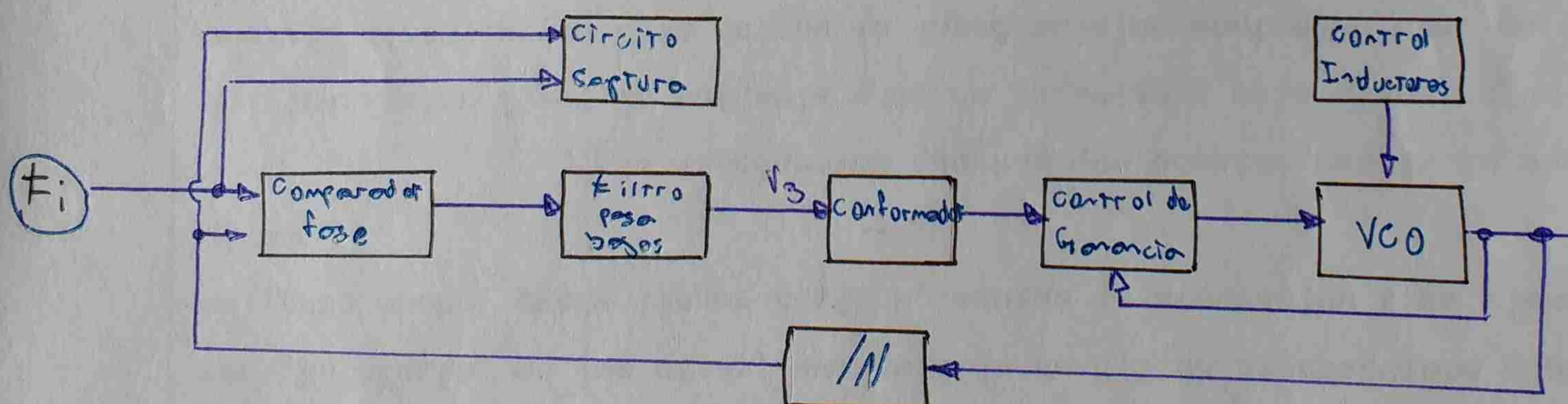
OCXO = Oscilador controlado por horno.

MCXO = Microprocesador

TCXO = Compensado en Temperatura

RTXO = Room temperature.

SINTETIZADOR PLL ENTERO



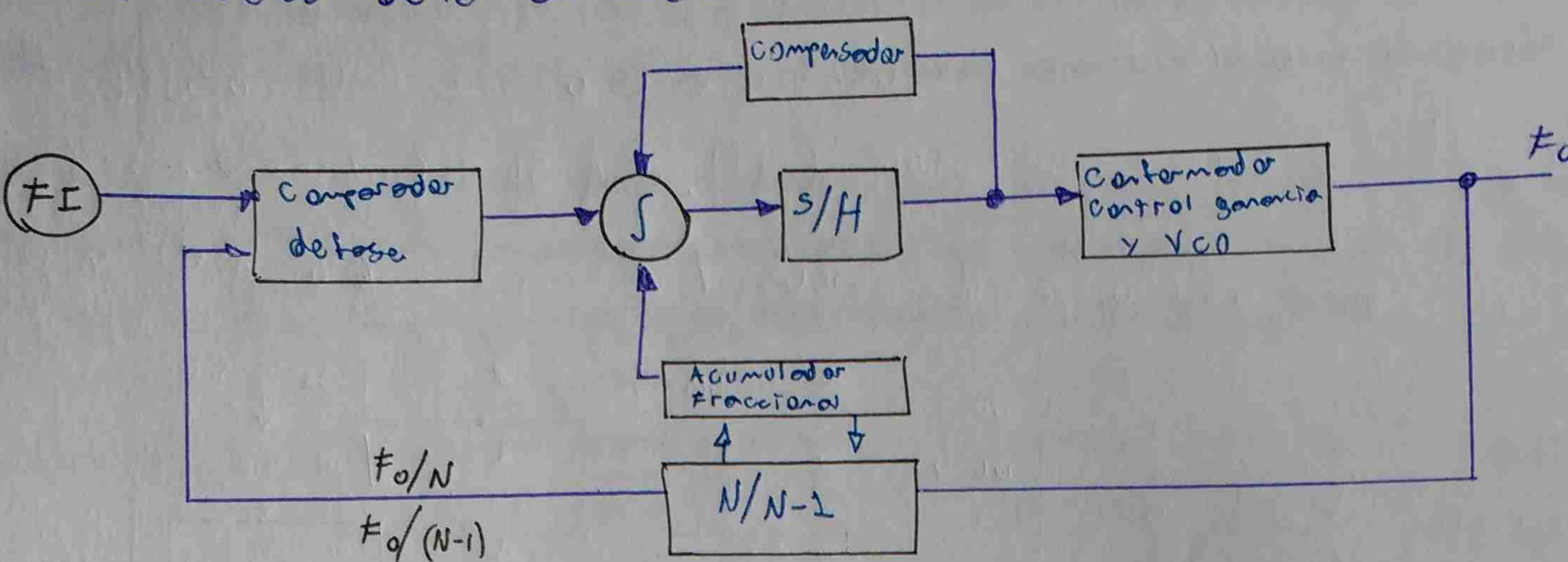
A la salida del comparador de fase vamos a tener una tensión, proporcional al dif de fase entre  $F_i$  y  $F_o/N$ . Esta señal pulsante no puede conectarse directamente al VCO, por el efecto de ser pulsante. Necesitamos una señal de baja frecuencia, pero como el VCO no tiene una respuesta lineal, primero tiene que pasar por el bloque del conformador que se encarga de que  $F_o$  sea proporcional a  $V_3$ .

El control de ganancia lo colocamos para que la salida del VCO siempre esté a una amplitud constante.

## SINTETIZADOR CON DDS

SINTETIZADOR PLL N FRACCIONAL

En el PLL común solo podemos obtener un múltiplo entero de la frecuencia de error. En este, podemos obtener una freq que es una fracc de lo errado.



El objetivo es ir intercalando las divisiones, de tal modo que el valor resultante sea un promedio de los valores de  $N$  y  $N-1$ .

$$\text{Ciclos } N = P_b \left( 1 - \text{Parte decimal } \frac{F_o}{F_i} \right) = 1000 \cdot (1 - 0.467) = 533$$

$$\text{Ciclos } N-1 = P_b \left( \text{Parte decimal } \frac{F_o}{F_i} \right) = 1000 \cdot (0.467) = 467$$

$$F_o = 4.467 F_i$$

$$P_b = \frac{F_i}{10^n} = \frac{F_i}{10^3} = \frac{1.10^6}{10^3} = 1000 \quad n = \text{Cantidad decimales de } \frac{F_o}{F_i}$$

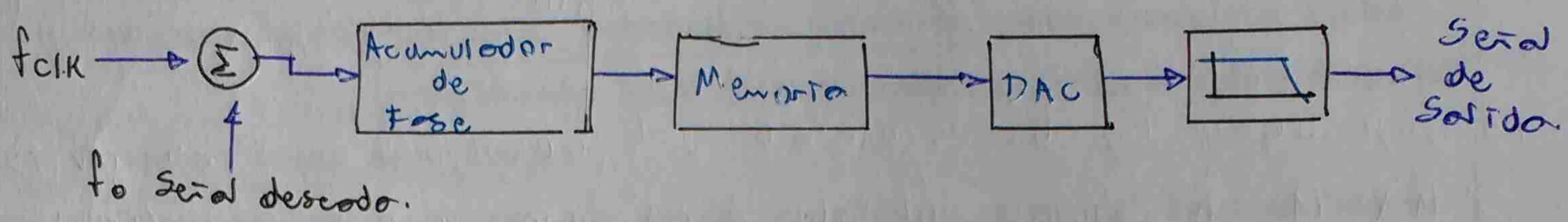
## Sintetizador con DDS

Es un dispositivo capaz de generar formas de onda arbitrarias.

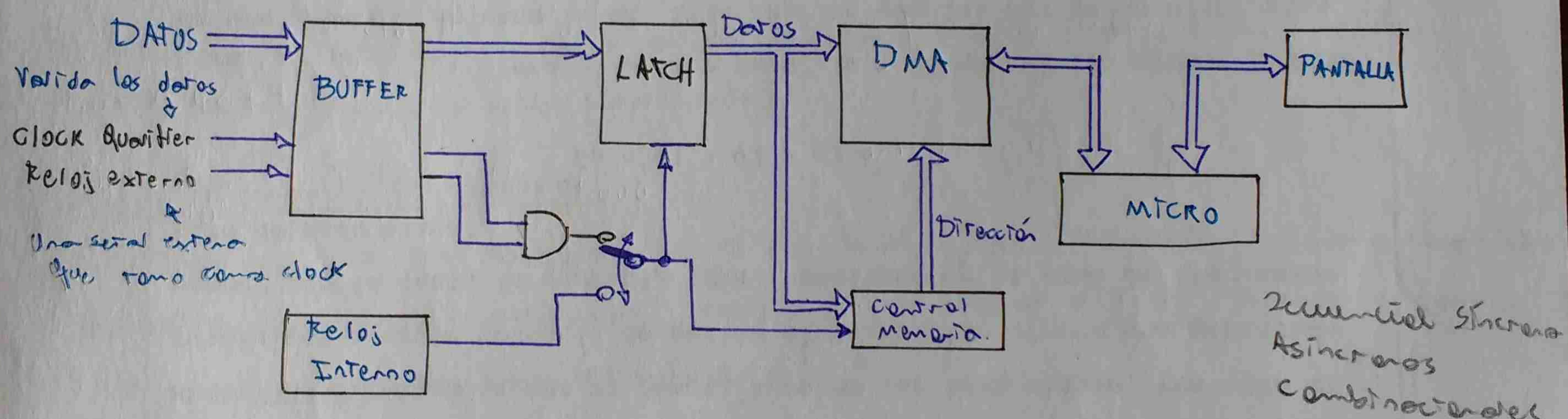
Resolución de fase: Es el mínimo valor que vamos a poder desfilar la señal de salida.

Resolución de Amplitud  $V_{ref}/2^n$

Se almacenan en memoria números que luego pasan a un DAC para generar una señal casi analógica. La señal de esta tiene armónicos de fclk por lo que hay que ponerle un filtro pasa bajas.



## ANALIZADOR ESTADOS LÓGICOS



Analizador de estados: Utiliza un reloj externo.  
(Síncrono)

Reloj Síncrono  
Asíncronos  
Combinacionales

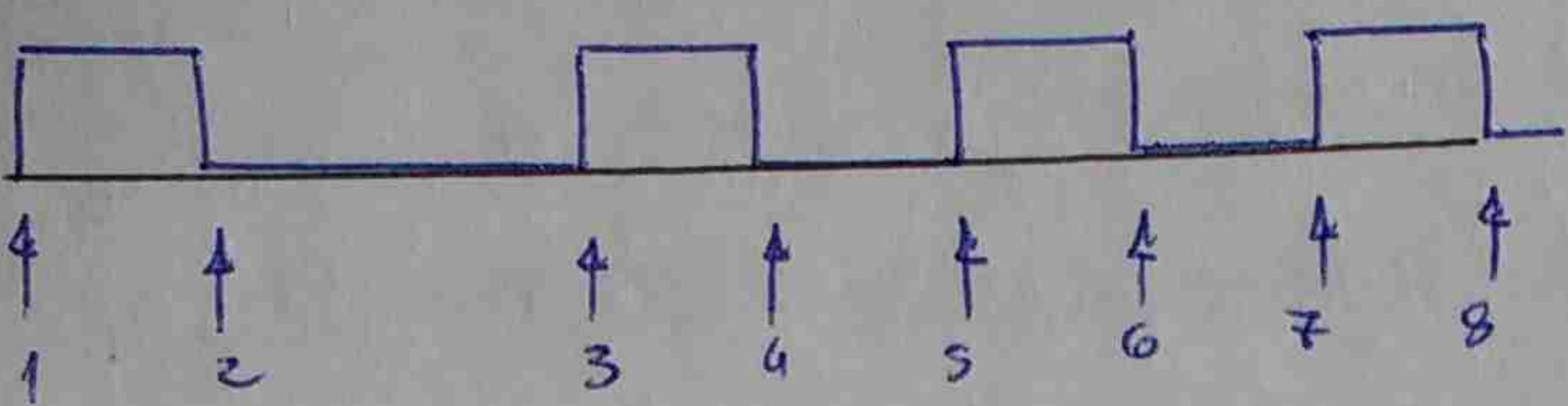
Analizador temporal . Funciona como un osciloscopio digital, muestreando a una frecuencia dada por un reloj interno. La salida es digital de 1 bit.

Resolución Temporal ( $T_{med}$ ) Muestreamos la señal más rápida, con un reloj interno. Pero no podemos muestrear más rápido que lo que guardamos en memoria.

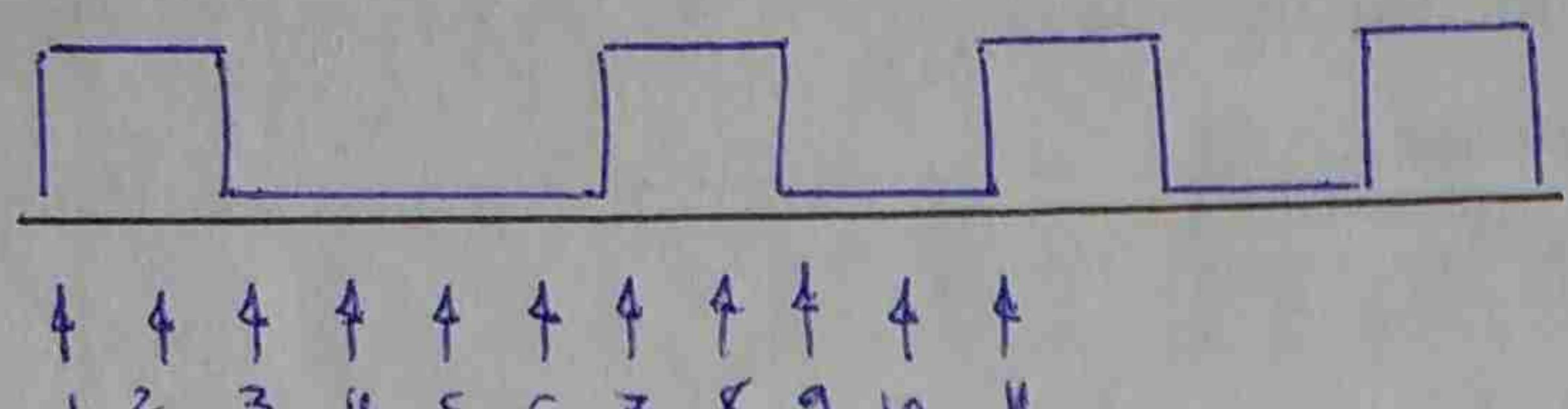
$$T_{med} = \frac{N}{f_{clk\text{ interno}}}$$

En un sistema síncrono miremos la información del clock. Si aparece una transición entre pleno y pleno no voy a poder captarlo (tengo que parar el clock interno). Pero si le suelto ese debe ser de mayor duración que el período del clock que supera los valores del tiguer.

Muestreo Transitorial: Los datos se almacenan sólo cuando la señal de error cambia de estado entre muestro y muestra. Ahorramos mucha memoria para señales con pocos muestras.



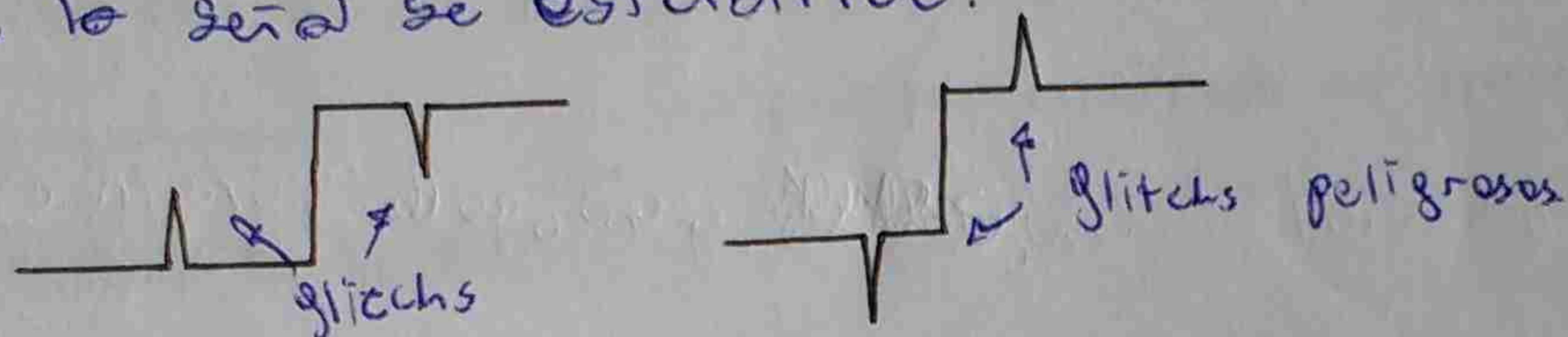
Muestreo Transitorial  
(guarda muestras y su int temporal)



muestras normales.

Detector de transiciones rápidas de tensión (glitch)

Un glitch es una transición rápida no deseada que se produce antes de que la señal se estabilice.



Se muestren la señal de error a un régimen mucho mayor que fin del analizador (que el mede sintonía).

Deep Memory Oscilloscope.

Un DMO es un osciloscopio que tiene una gran memoria de almacenamiento de datos, con esto podemos medir una señal digital como si fuera un osciloscopio de alta resolución.

Disparos en paralelo:

- Negativo (Post-trigger): Comienza a almacenar cuando detecta el patrón hasta que se llena.
- Negativo (Pre-trigger): Graba hasta que detecta el patrón.

Retardos

- Retardo por CLK: Espera una cantidad "N" de clocks. Positivo se guardan "N" pulsos anteriores. En el negativo "N" posteriores.
- Retardo por trigger = Usa una palabra como referencia. A para comenzar y B para terminar.

Disparos en serie: Le damos un patrón de inicio y otro de fin.

Clock Qualifier: Sirve para habilitar el clock externo.

## Puentes de prueba lógicos

(20)

- Positivos: Solo sirve para tomar datos, es decir, leer info de un circuito lógico.
- Activos: Además de leer, se usan para escribir en el circuito, es decir, cuando el sistema o analizar necesita recibir determinados estímulos para funcionar.
- Dedicados: Para corroborar si un circuito en una linea de producción funciona bien.

## POTENCIA EN RF

### Potencia pulso:

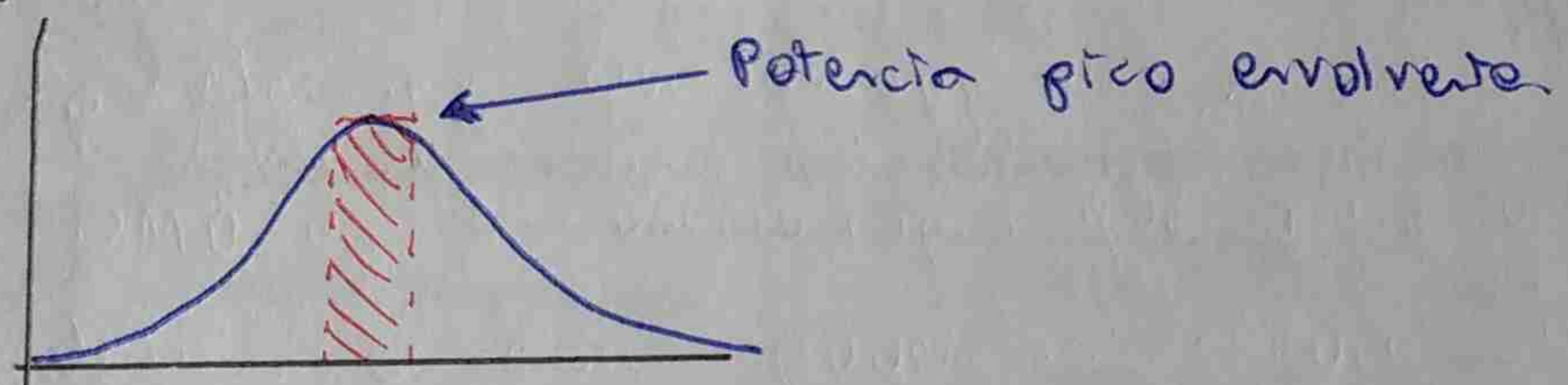
$P_{pulso}$  |  $t_r = \frac{1}{f_r} \rightarrow$   $P_{pulso} = \frac{P_{media}}{\text{Duty cycle}} = \frac{P_{media}}{G/t_r} = \frac{P_{media}}{G \cdot f_r}$

$P_{media}$

Para señales pulsantes.

### Potencia pico envolvente:

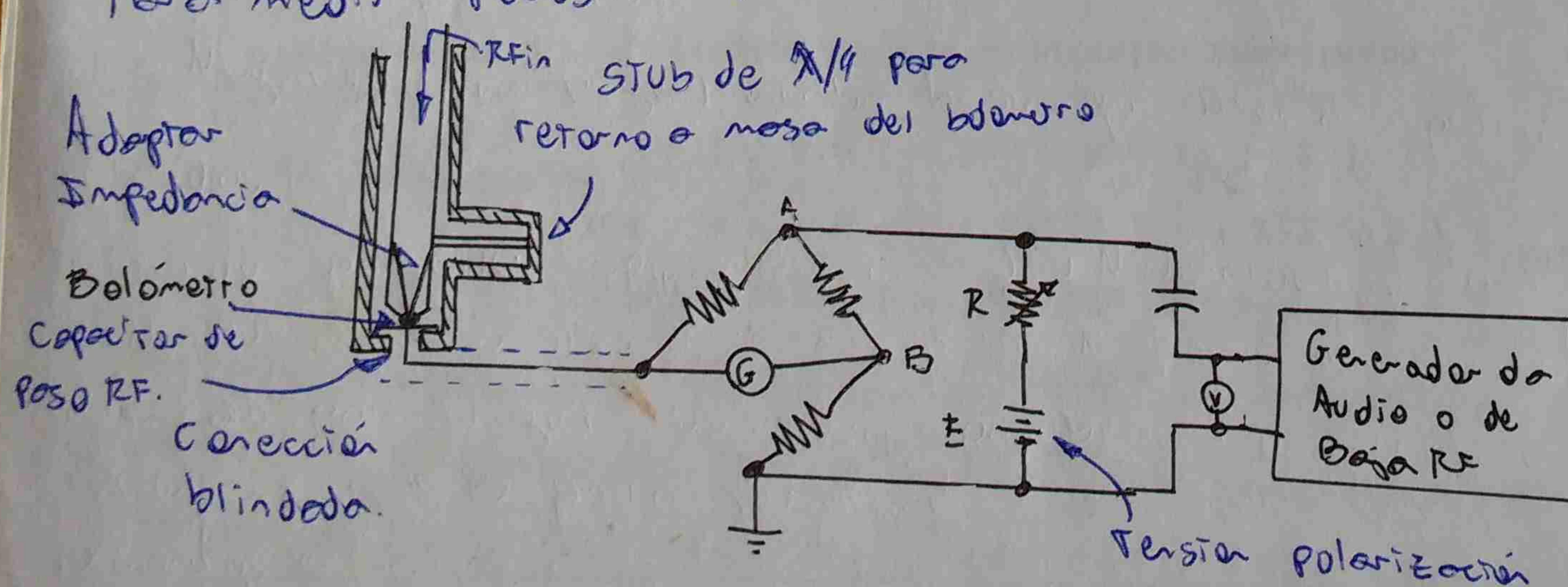
La de pulso no nos sirve porque los flancos de la perdida son poco pronunciados o porque es difícil medir G.



Hacemos que el promedio sea mucho menor que  $1/f_{r.m.s.}$  pero lo suficiente grande para abarcar varios ciclos de RF.

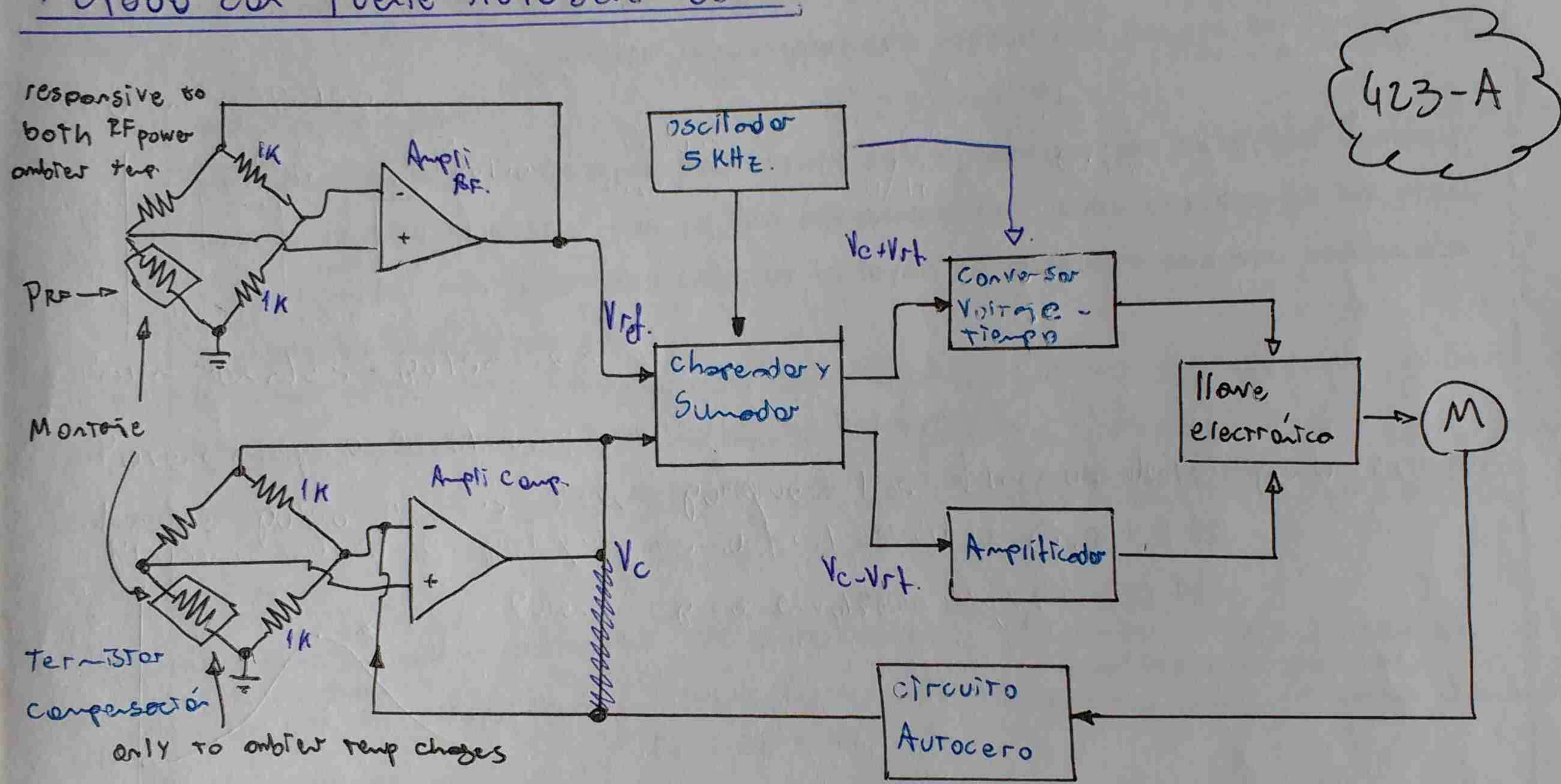
## MÉTODO BALOMÉTRICO

Para medir pocos mW.



- 1) Aplicamos una tensión de audio en simultáneo con PRF
- 2) Ajustamos la corriente suministrada por el horno que se equilibre el bufer puente. E apunta ( $V_{initial}$ )
- 3) Desconectamos PRF
- 4) Balanceamos con el generador de audio.
- 5)  $PRF = (V_{final} - V_{initial}) / 4R_s$

### Método con Puente Autobalanceado:



Los 2 NTC están montados de manera tal que la RF cuando ingresa ve resistencias de  $100\ \Omega$  en paralelo ( $50\ \Omega$ ). Como al inicio los dos NTC están a la misma temp, no debería causar diferencia de tensión entre ambos.

Las tensiones serán a unos amplif que nos dan la tensión de control  $V_c$  y la de retroalimentación  $Vrf$ .

Luego del amplificador tenemos el chopper y el conversor voltaje/tiempo. De tal forma que a la salida voy a tener una señal cuyo periodo va a ser eq. al generador pero su ancho de pulso es prop. a  $V_c + Vrf$ . Por otro lado tengo una señal similar pero con  $V_c - Vrf$ .

$$V_{-ed} = \frac{(V_c - V_{rf}) (V_c + V_{rf})}{T_0}$$

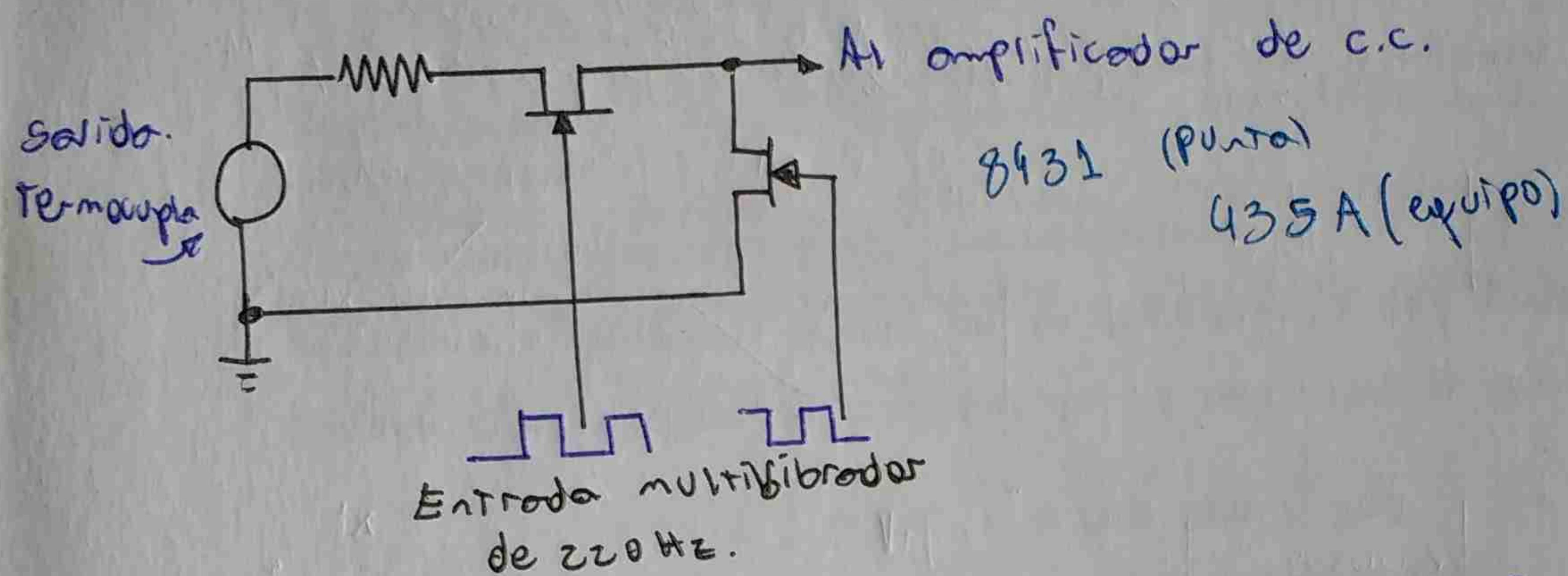
La potencia promedio será

$$P_p = \frac{V_{rf}^2}{4R} - \frac{V_{rf}^2}{4R}$$

$$P_p = \frac{1}{4R} (V_c^2 - V_{rf}^2)$$

Llave saca el valor promedio de la señal.

### Medición de potencia con sensor termocupla.



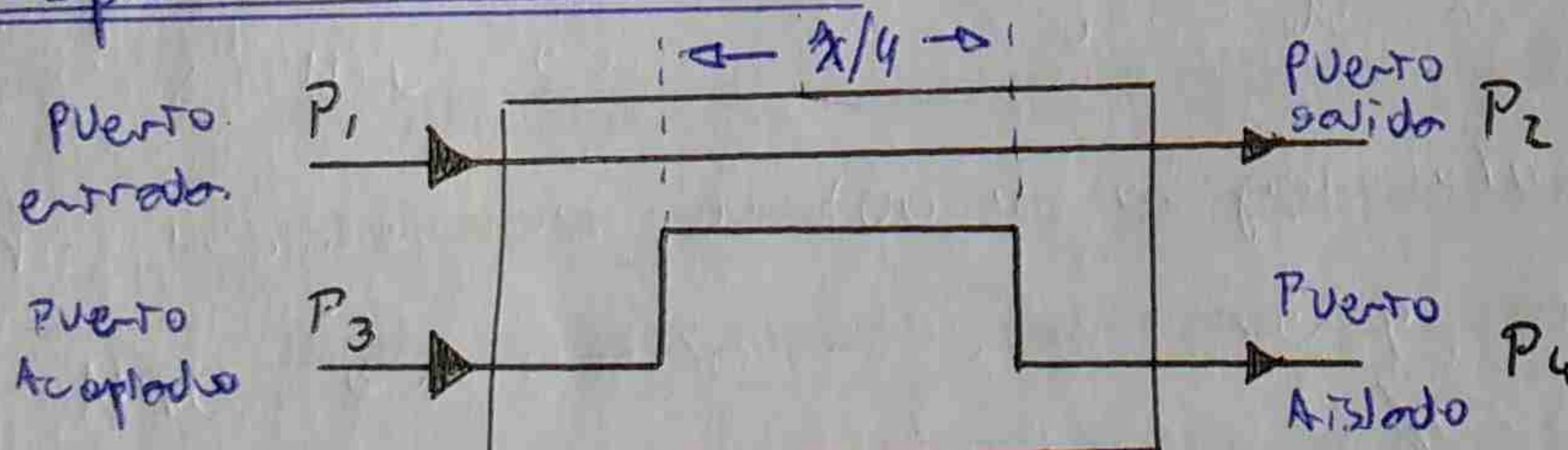
Mejores para sensor potencia en señales complejas (modulaciones tonos múltiples)  
Potencia media real.  
Sensibilidad  $\approx 160 \mu\text{V}/\text{mW}$

Se elige una freq. de choppedo de 220Hz. Como se generan picos debido al choppedo, en la puesta a cero y durante la operación no se mantienen constantes, son removidos por la calibración y no producen error.

### Diodo Sensor.

Se utilizaban como detector de envolvente. Y como mezcladores  $\approx$  para señales débiles  
lineales en los receptores superheterodinos. Incrementan la rango dinámico

### Aceptador D'receiver.



### Factor aceptamiento

$$FA = 10 \log \left( \frac{P_3}{P_1} \right)$$

$P_4$  acepta una pequeña parte de la energía de la onda que viene desde  $P_2$  hacia  $P_1$ . Usando la potencia  $P_2$  como errado, también podemos definir el factor de aceptamiento como:

$$FA = 10 \log \left( \frac{P_4}{P_2} \right)$$

PVWc @tonceodo

El volante expresa una situación pasando "por ocho".  
Eso sin tener Pre, para que  $V_c = V_{r,t}$ .

sensor resoplante.

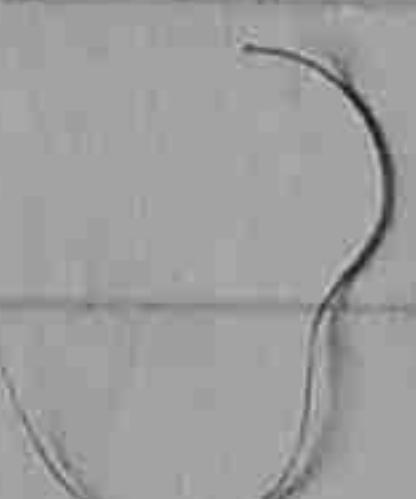
Lo solido es de muy bajo rango, para llenar por un cable  
es necesario chapearlo (procesar) para obtener una señal  
mejorada que luego se amplifique.

Debido a que no hay retroalimentación para la conexión de los  
distintos sensitividades, se dice que las mediciones son alejadas  
entre (resoplantes).

Bethe.

Operación del complemento y directividad

Operación del complemento necesitas conocer la potencia  
máxima que se puede transmitir siempre se perfila el  
diseño y su ancho de banda.



El puente aislado debajo se oculta parte de la energía de la onda reflejada y nula de la incidente. Pero algo se oculta debido a imperfecciones.

### Absterior

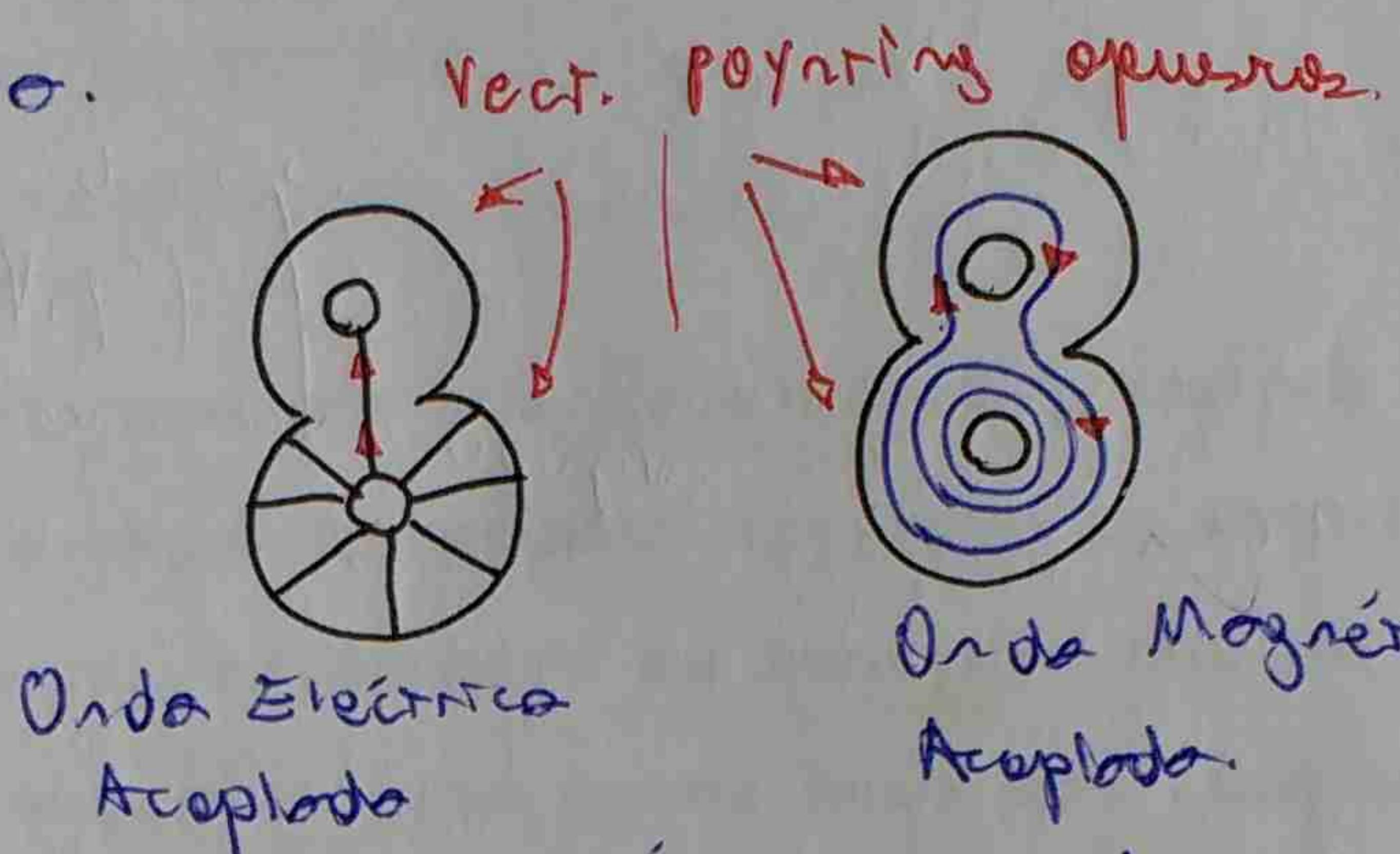
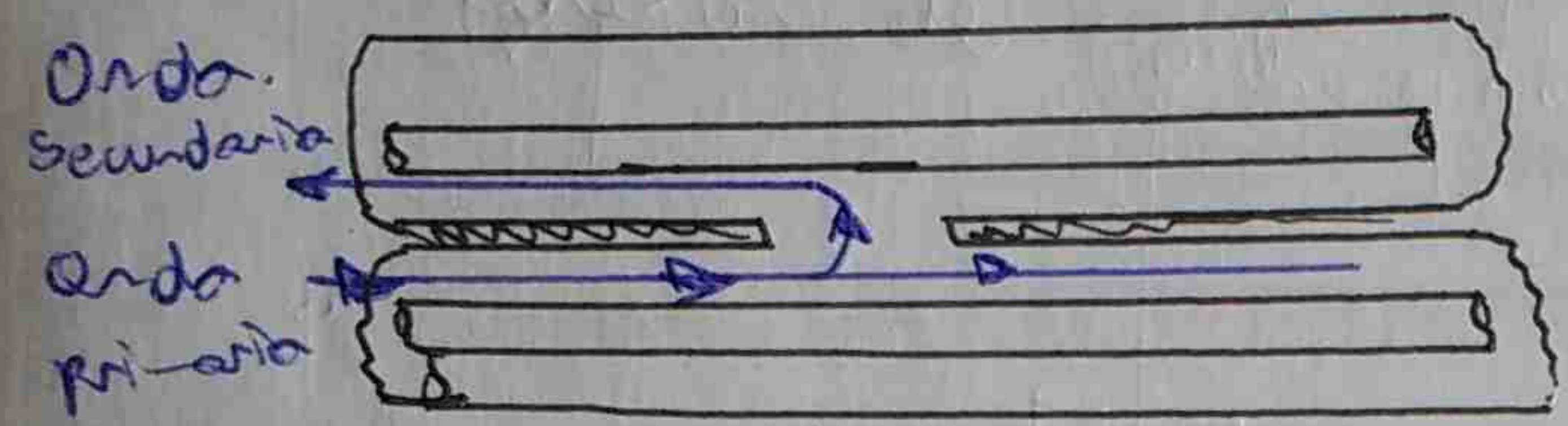
$$A = 10 \log \left( \frac{P_4}{P_1} \right) = 10 \log \left( \frac{P_3}{P_2} \right)$$

### Directividad

$$D = 10 \log \left( \frac{P_4}{P_3} \right) = 10 \log \left( \frac{P_4}{P_1} \right) - 10 \log \left( \frac{P_3}{P_1} \right) = A - FA$$

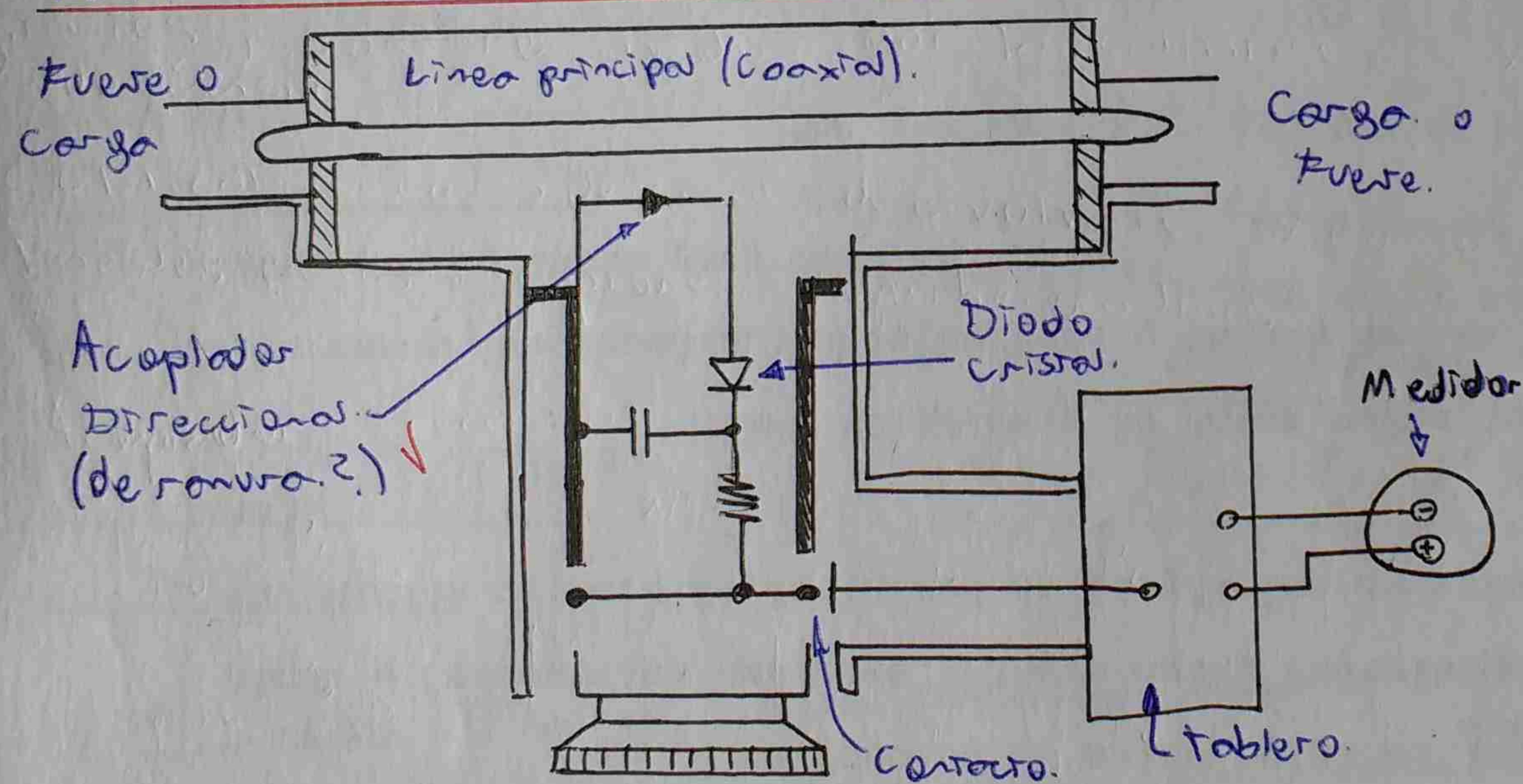
### Acoplador Direccional de Ranura (Beth)

Los líneas principal y secundaria están separados por una superficie en donde hay un agujero o ranura.



La relación entre los acopladores magn. y eléctricos depende de la orientación y de la forma de la ranura.

### Vatímetro Thruline (medición con acopladores direccionales).



El elemento que detecta la potencia es un diodo de cristal. El elemento plug-in nos permite medir/acoplar en la dirección que necesitemos.

Una onda incidente en la línea principal produce un corriente inducida y una capacitive que se suman en fase, mientras que una onda reflejada produce corrientes que se cancelan entre sí.

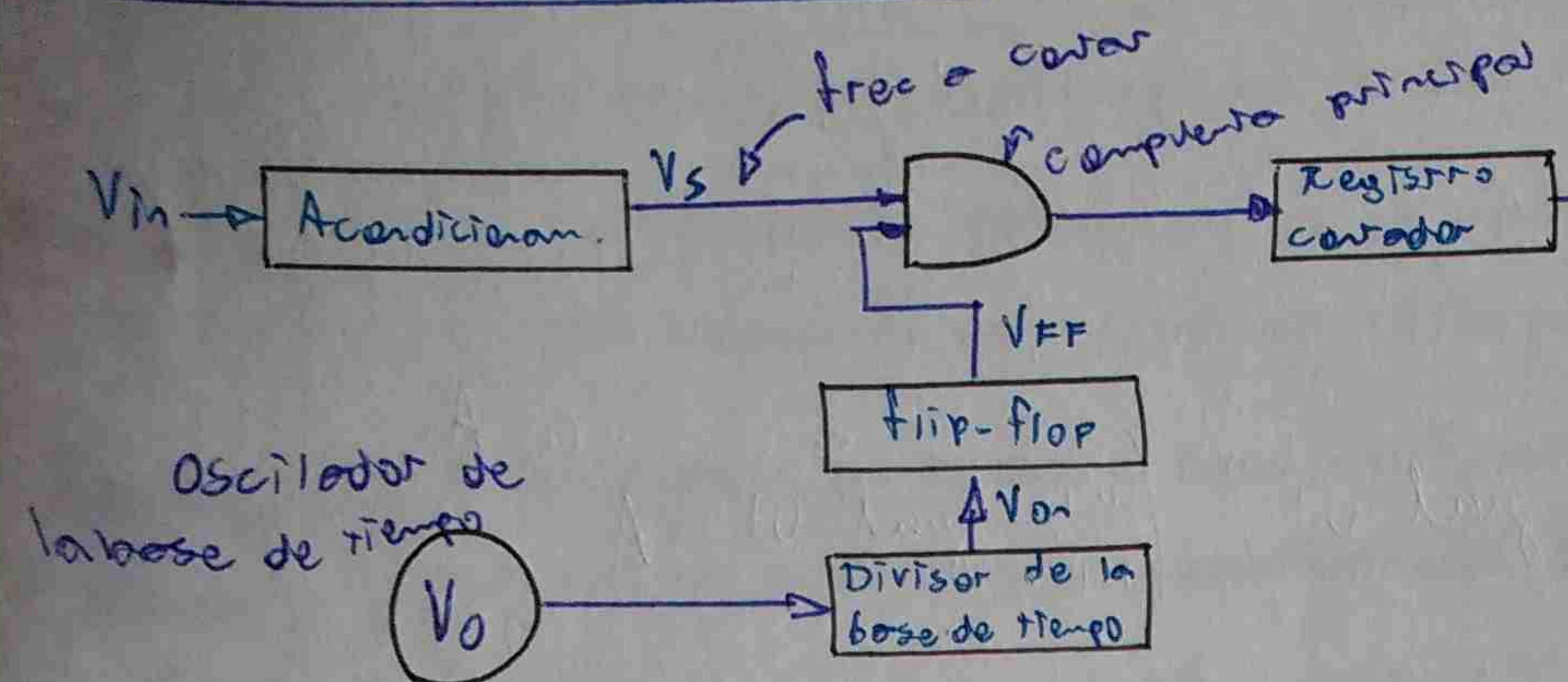
$$ROE = \frac{1 + \sqrt{P_p}}{1 - \sqrt{P_p}}$$

$$P_p = \frac{\text{Potencia Reflejada}}{\text{Potencia incidente}} = \frac{P_r}{P_i}$$

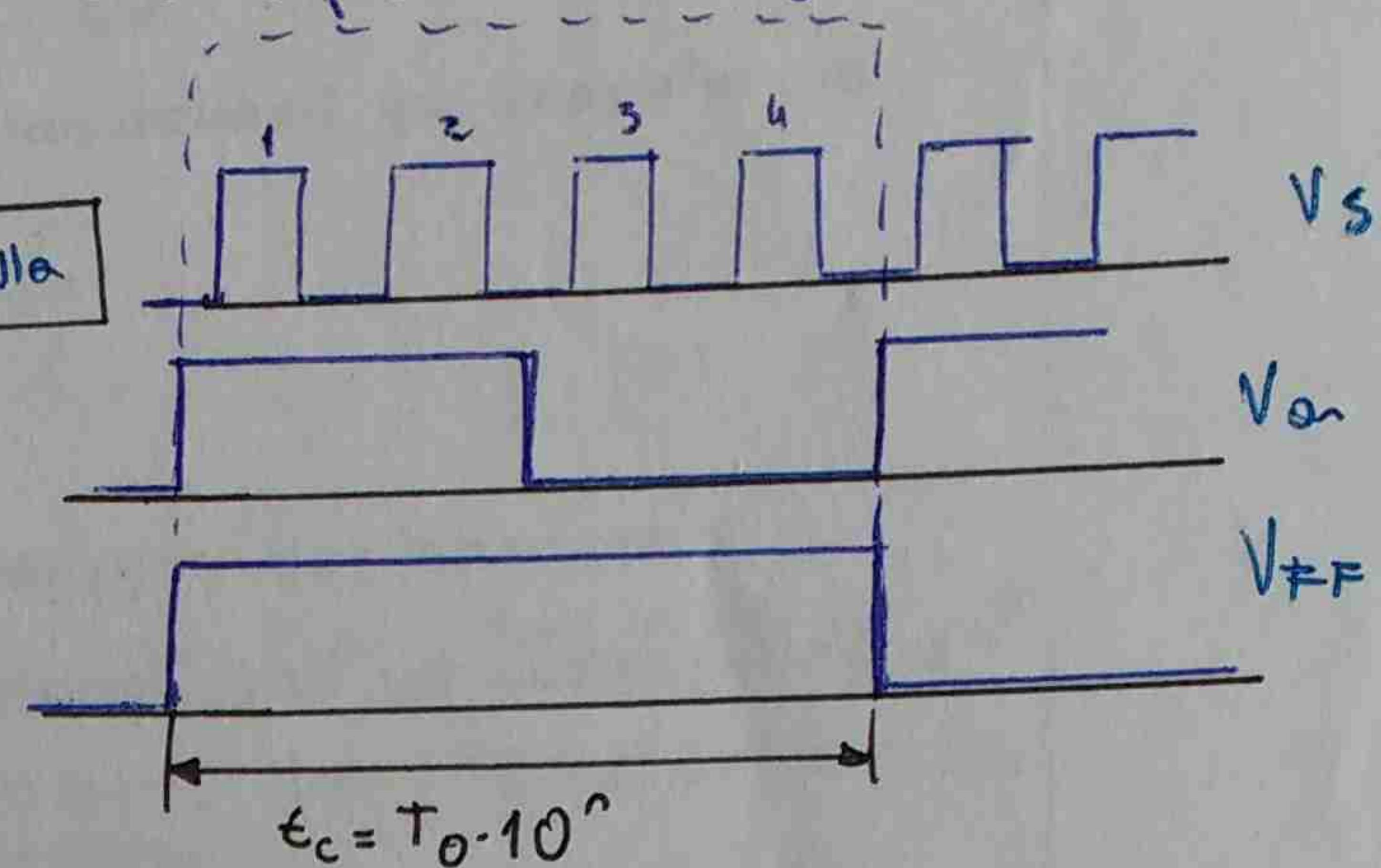
No se puede medir de forma directa, hay que hacerla inversa.

## CONTADORES DIGITALES DE FRECUENCIA.

### Medición de frecuencia:



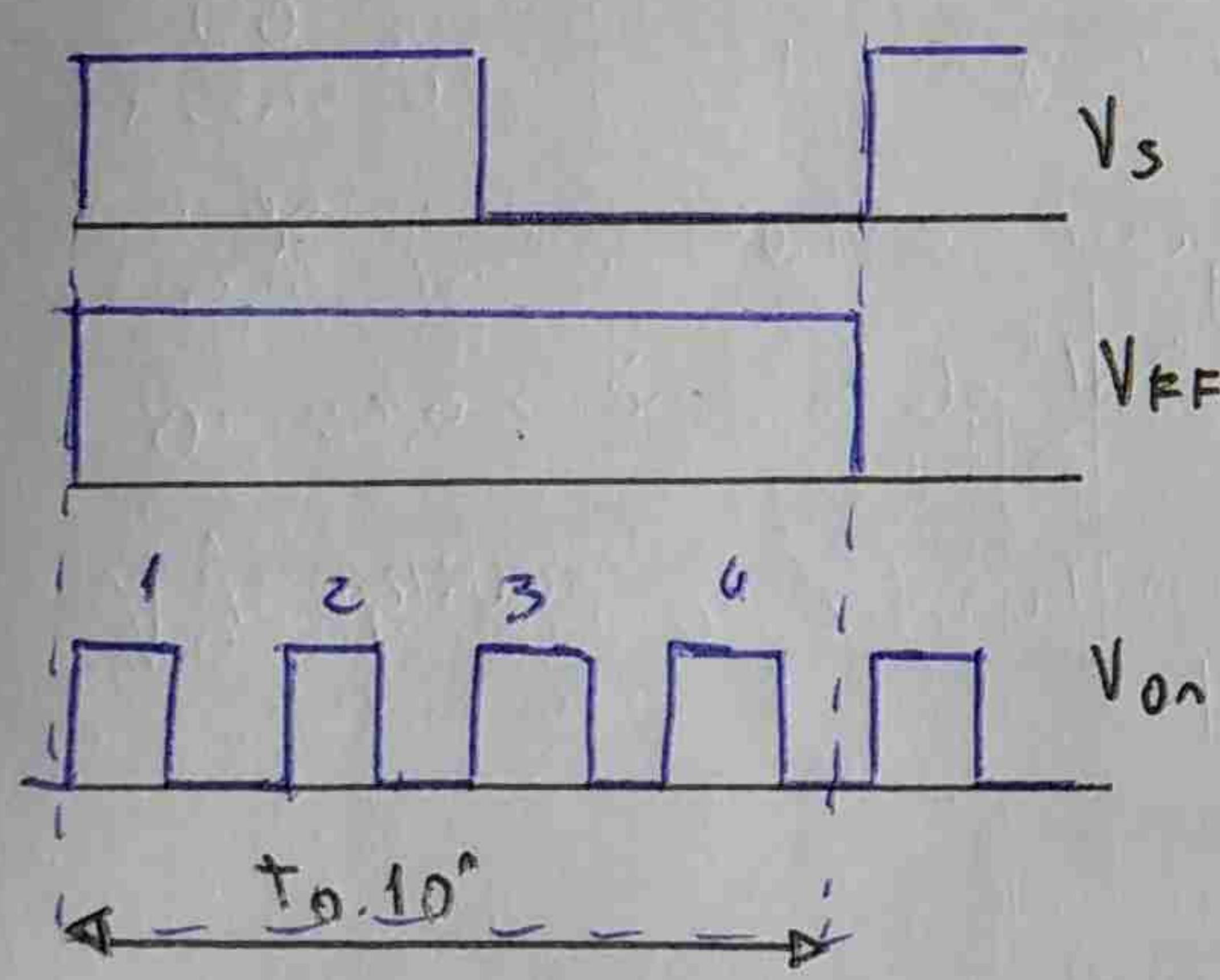
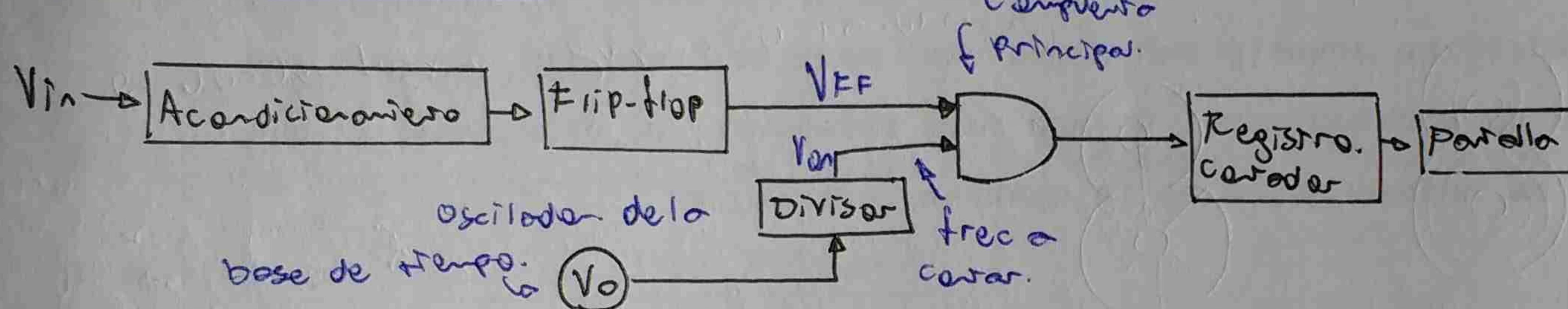
Cueros que van al registro.



La duración del pulso de  $V_{ff}$  es  $t_c$  y es el tiempo que la compuerta no está abierta y producirá el cierre en el bloque del contador.

$$f_s = \frac{N \text{ ciclos}}{t_c} = \frac{N \text{ ciclos}}{T_0 \cdot 10^n}$$

### Medición de Periodo:



Se cuenan los pulsos de la base de tiempo,  $N_p$ , cuya duración conocemos perfectamente. Lo que varía el tiempo de compleción son los pulsos de la señal de errado,  $t_s$ .

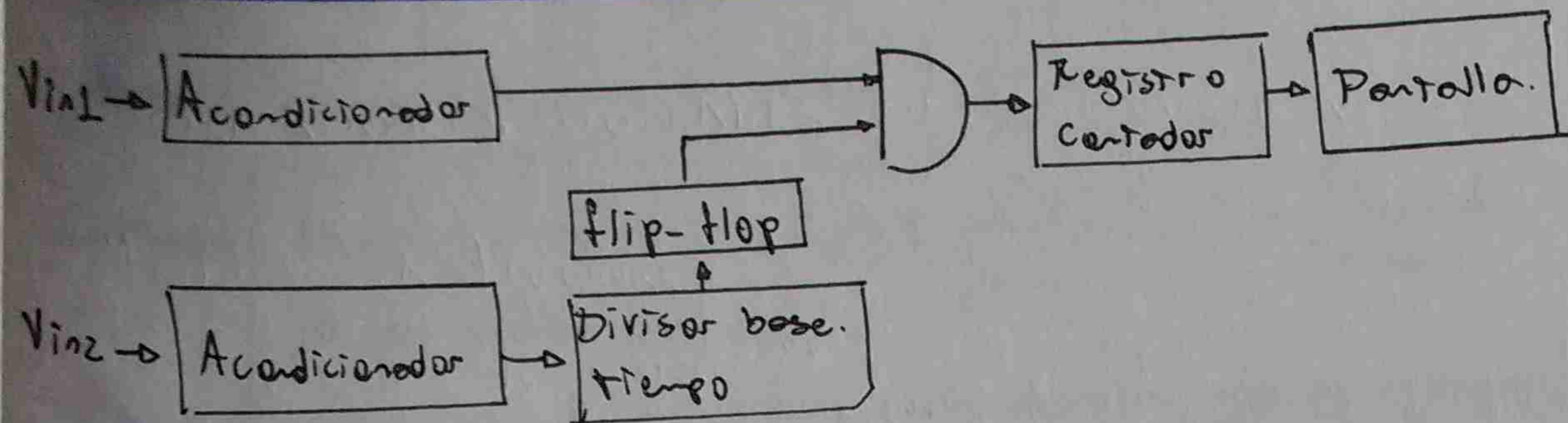
$$t_{cp} = t_s = T_0 \cdot 10^n \cdot N_p$$

- El limitador: Protege a los circuitos siguientes de las posibles sobretensiones de entrada. Puede ser constituido por diodos zener.
- Amplificador: Sirve como un transponedor de impedancia, amplificando las impedancias de entrada y baaje de salida. Determina el rango dinámico.
- Circuito de gerilleado: Da una señal cuando el amplificador de la señal alcanza un determinado nivel de referencia, y un volante baige cuando se impone a la señal de referencia.
- El ancho de banda de respuesta determina la sensibilidad (trigger schmidt) del instrumento, que es la amplitud mínima de una señal para que sea contada.

$$S = \frac{V_{in} - V_{lo}}{V_z}$$

relativa a una sinusoidal

## Relación de frecuencias entre dos señales.



## Contadores recíprocos.

Miden siempre periodo y para calcular la frecuencia calcular el inverso del periodo. Es utilizado en bajas frecuencias porque la resolución es independiente de fin. Por otro lado, la lectura es muy rápido.

## Atraviesa fusible y diodos protectores.

El atravesador simplemente devía la señal de entrada para que no exceda el rango dinámico.

El diodo actuó en caso de que se superen la tensión de  $\pm 0.7V$  (anti paralelo). Weño del atravesador.

El fusible actuó en caso de que los diodos entraran en la zona de ardor ancho.

## Amplificador (control nivel trigger)

- 1) Amplifica la señal si estará por debajo del piso de ruido.
- 2) Controla el nivel de trigger mediante una tensión de offset.

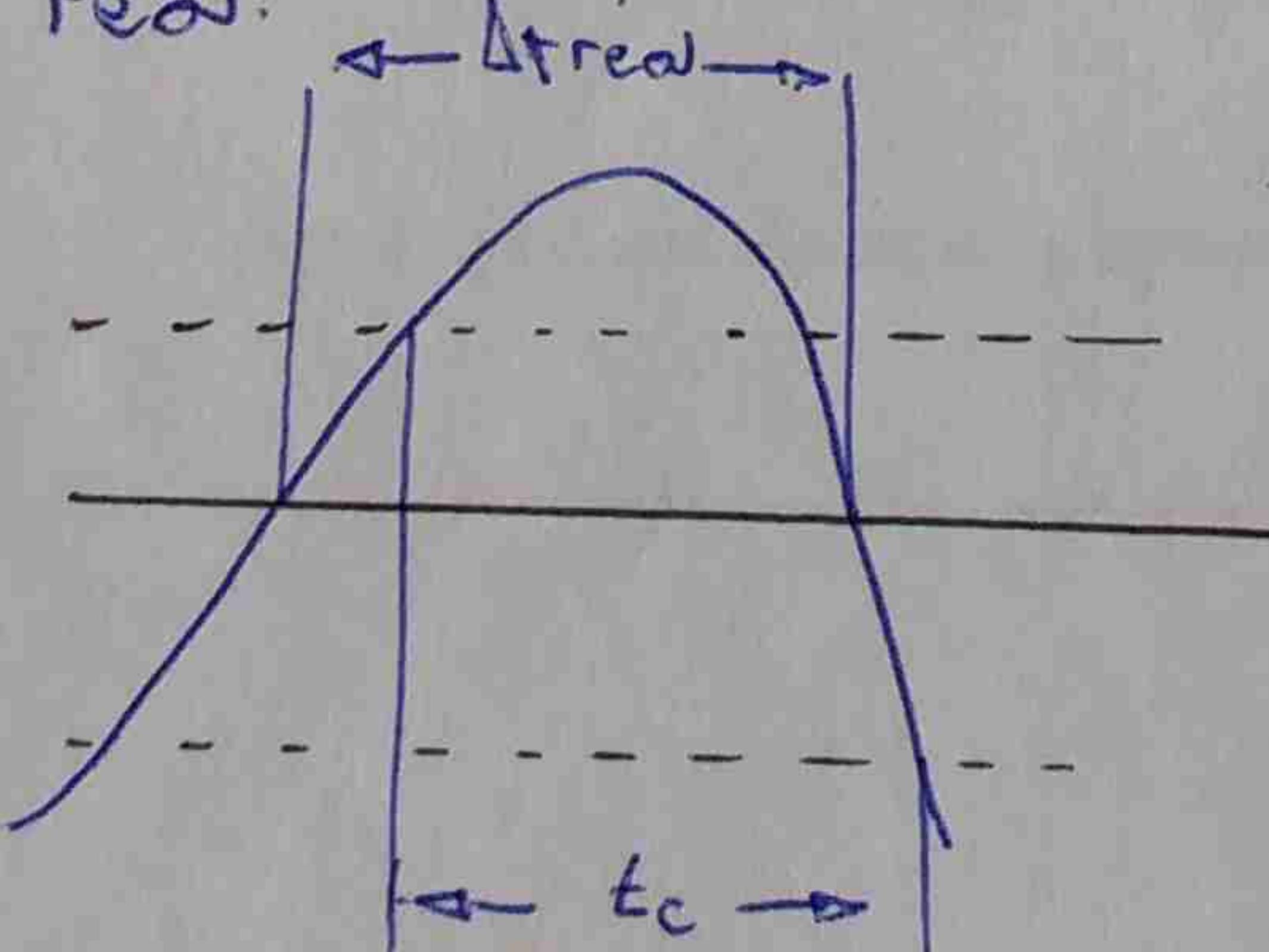
Sensibilidad. Es el mínimo valor que necesita tener la entrada para que se realice la cuenta. Para valores sensibles es se específico.

$$S_{RMS} = \frac{V_{on} - V_{off}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_{pp-min}}{2\sqrt{2}}$$

Range Dinámico: Voltaje pico a pico que podemos tener a la entrada del amplificador sin que el contador distorsione.

## Fuentes de error en la medición

- Error de tiempo de ganillo: Cuando tenemos señal se observa tiempo de subida tr es diferente al de bajada tf., el tiempo de comienzo va a ser diferente del real.



(26)

Error de cuarto  $\pm \frac{1}{4}$ :

Modo frecuencímetro:  $E_f = \pm \frac{1}{f_s}$

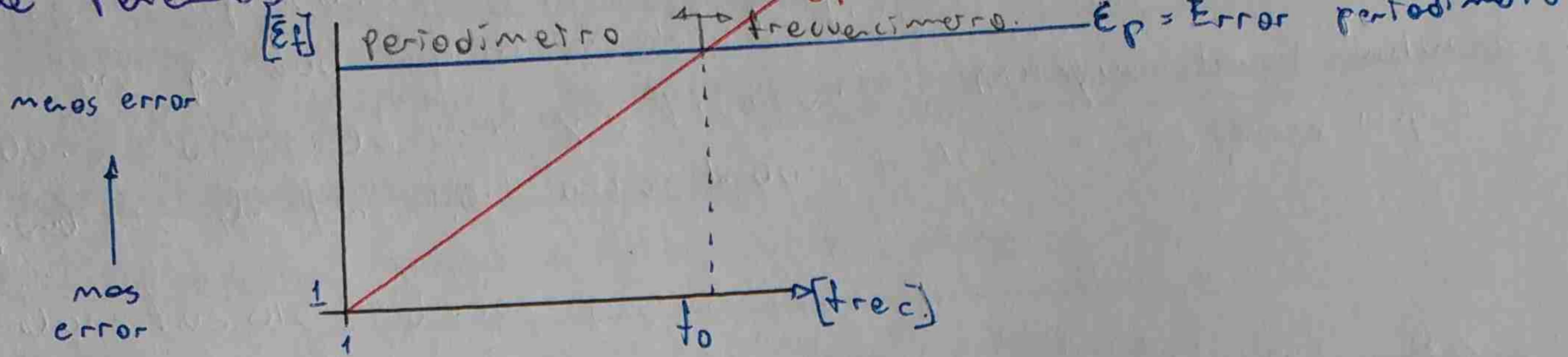
Modo Periodímetro  $E_p = \pm \frac{T_0}{t_{p,\max}} = \pm \frac{T_0}{t_{s-\text{max}}} = \pm \frac{1/f_0}{f_{s-\text{max}}}$

for DL.

 $f_s = f_{\text{in}}$ 

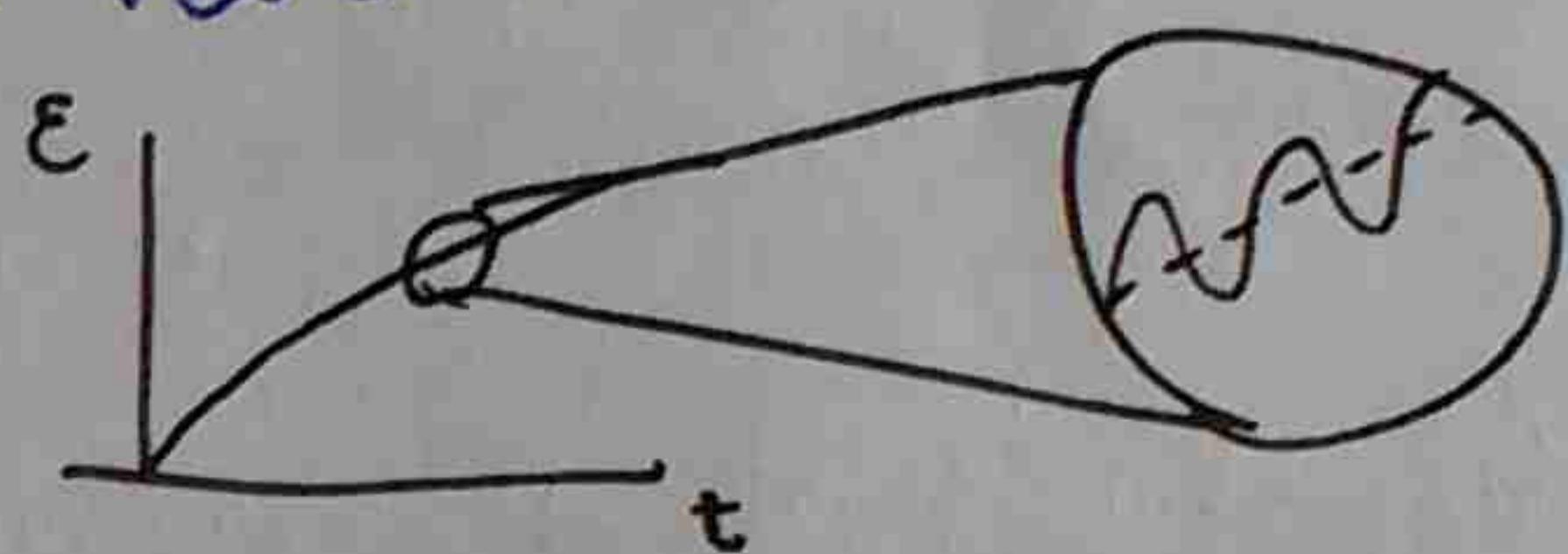
Para frecuencias menores a 10 MHz conviene utilizar el modo periodímetro

ya que tiene una mayor resolución para  $f_s < f_0$ .

Error derriger Alazarío.

Debido al ruido la señal de salida cruza demasiado pronto o tarde la verano de histeresis. El piso de ruido supera la verano de histeresis.

Estabilidad de la base de tiempo a corto plazo.



## Mediciones en Amplificadores de Audio.

DATOS  
ÚTILES

$$\text{dBm} = 10 \log \left( \frac{\text{Potencia [W]}}{1\text{mW}} \right)$$

$$\text{dBu} = 20 \log \left( \frac{\text{Voltage [V]}}{0.7745\text{V}} \right)$$

27

### Ganancia de Inserción

Es la ganancia sufrida debido a la inserción de un dispositivo en la linea de transmisión.

$$G_{dB} = 20 \log \left( \frac{V_{rms \text{ despues}}}{V_{rms \text{ antes}}} \right)$$

### Distorsión Armónica Total

$$\text{THD} = \frac{\sum \text{P armónicos}}{\text{P fundamental}} = \frac{P_2 + P_3 + \dots + P_N}{P_1}$$

Especificar #, 20-20KHz, 4dBu, unity gain.

$$\text{THD \%} = 100 \cdot \frac{\sqrt{V_{RMS2}^2 + V_{RMS3}^2 + \dots + V_{RMSN}^2}}{V_{RMS1}}$$

### Distorsión Armónica Total + Ruido

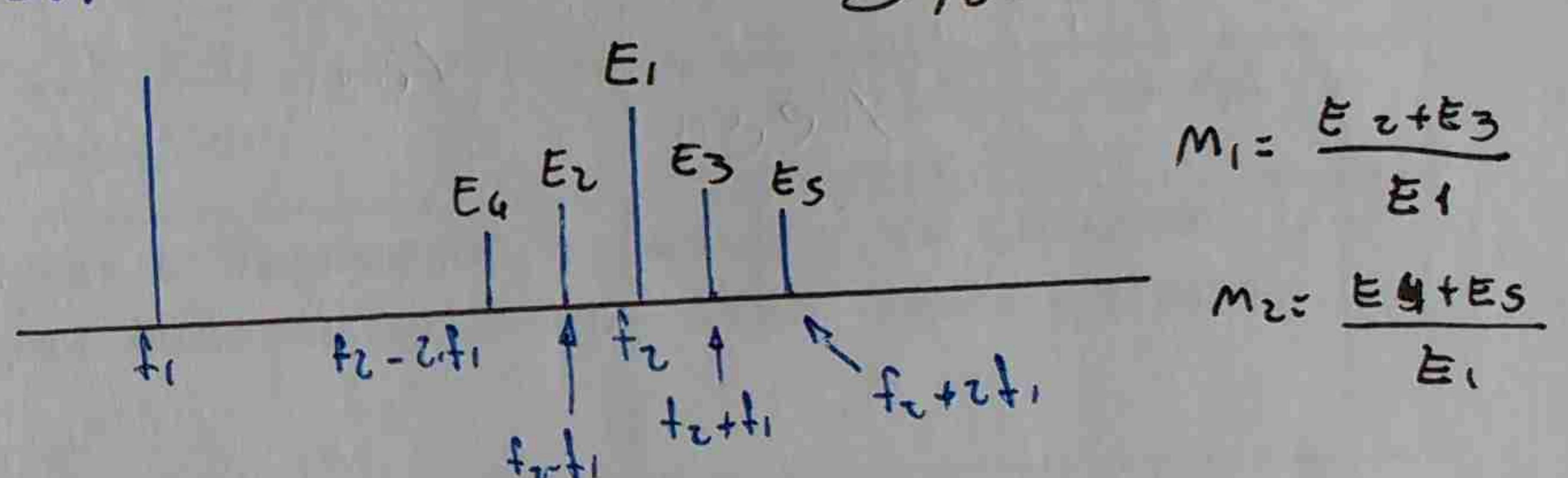
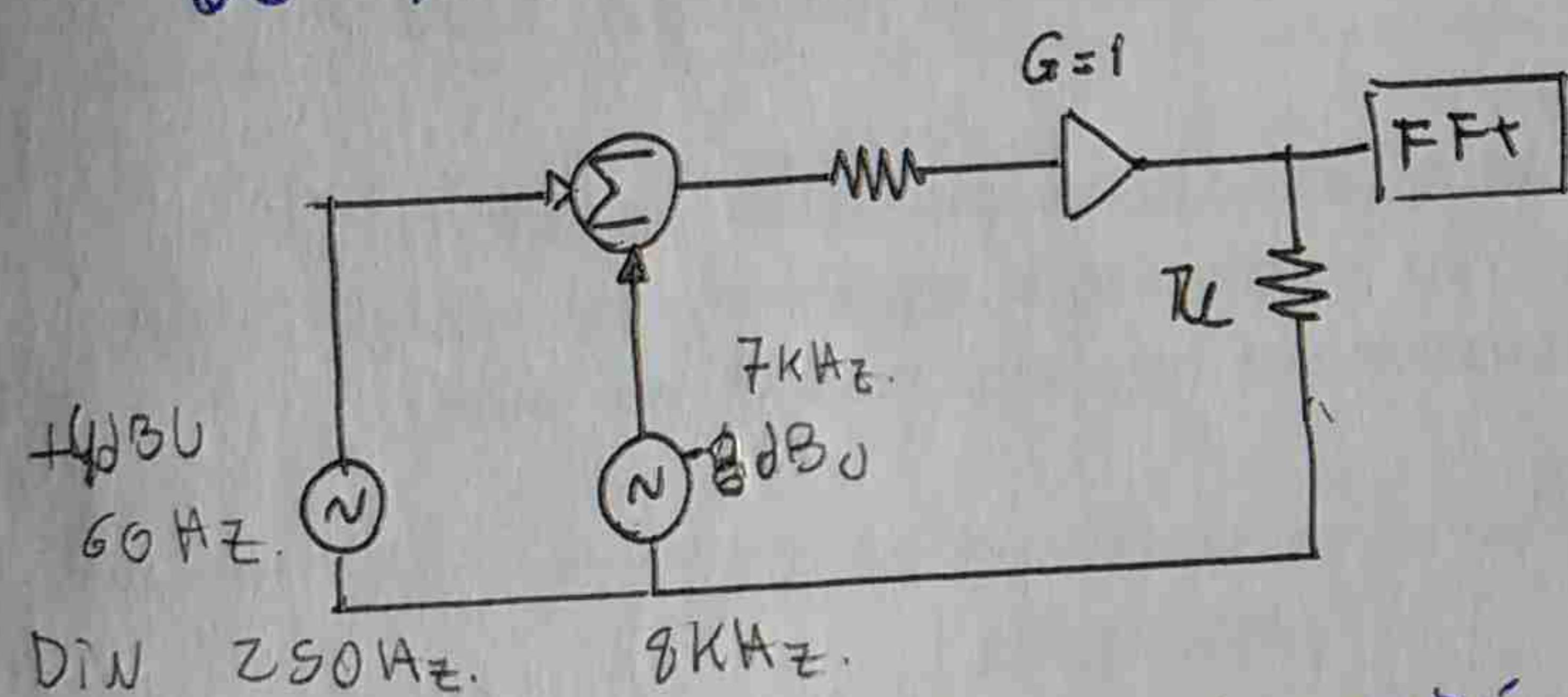
$$\text{THD+N \%} = 100 \cdot \frac{\sqrt{V_{RMS2}^2 + V_{RMS3}^2 + \dots + V_{RMSN}^2 + V_{RMS \text{ ruido}}^2}}{V_{RMS1}}$$

#, +4dBu, 60Hz-7KHz, 4:1, 7KHz

### Distorsión por Intermodulación SMPTE

Introducimos dos tonos. Uno de 60Hz y amplitud +4dBu. Y otro a 7KHz

de 1/4 la amplitud del primero. (-8dBu)



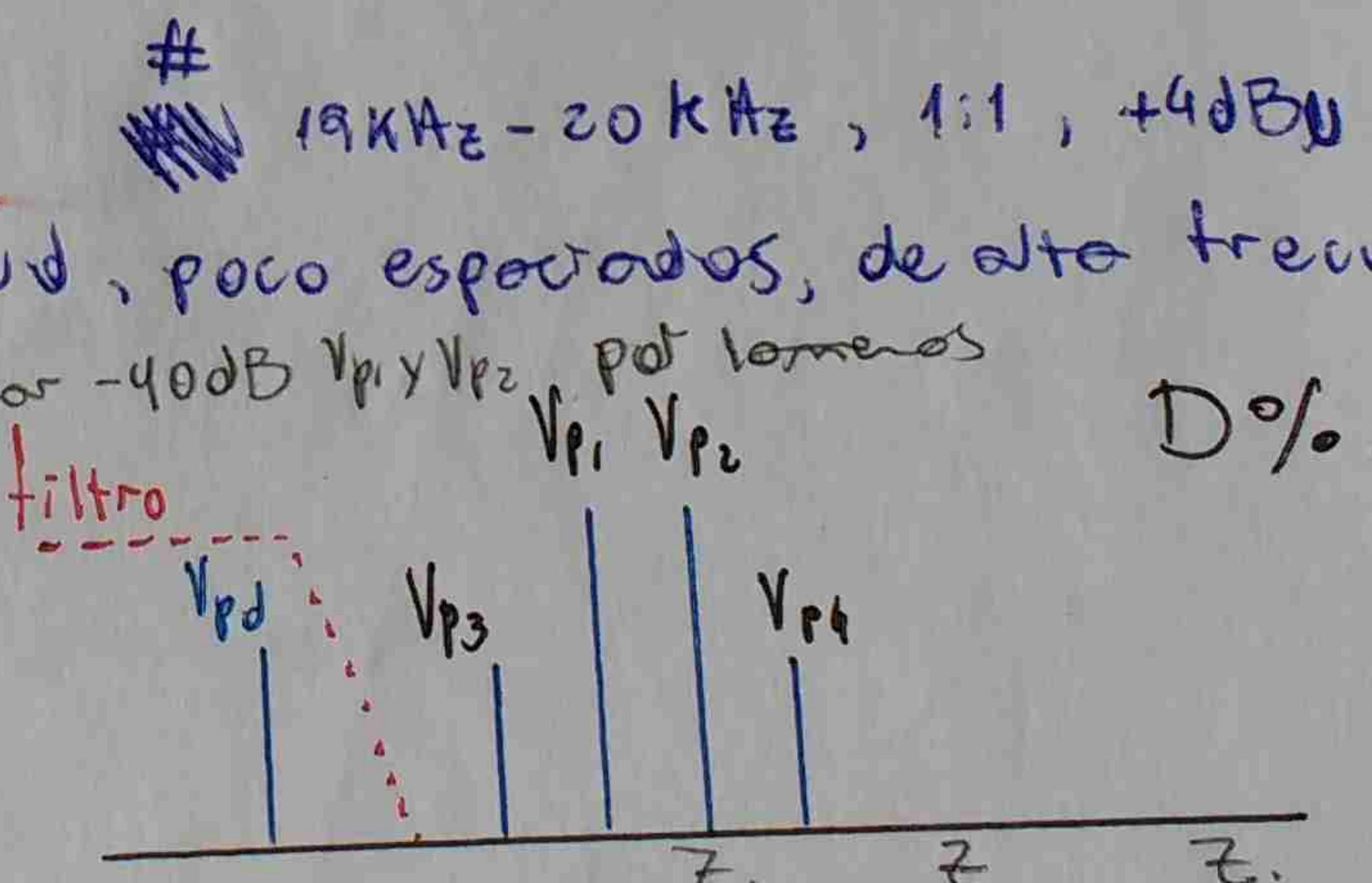
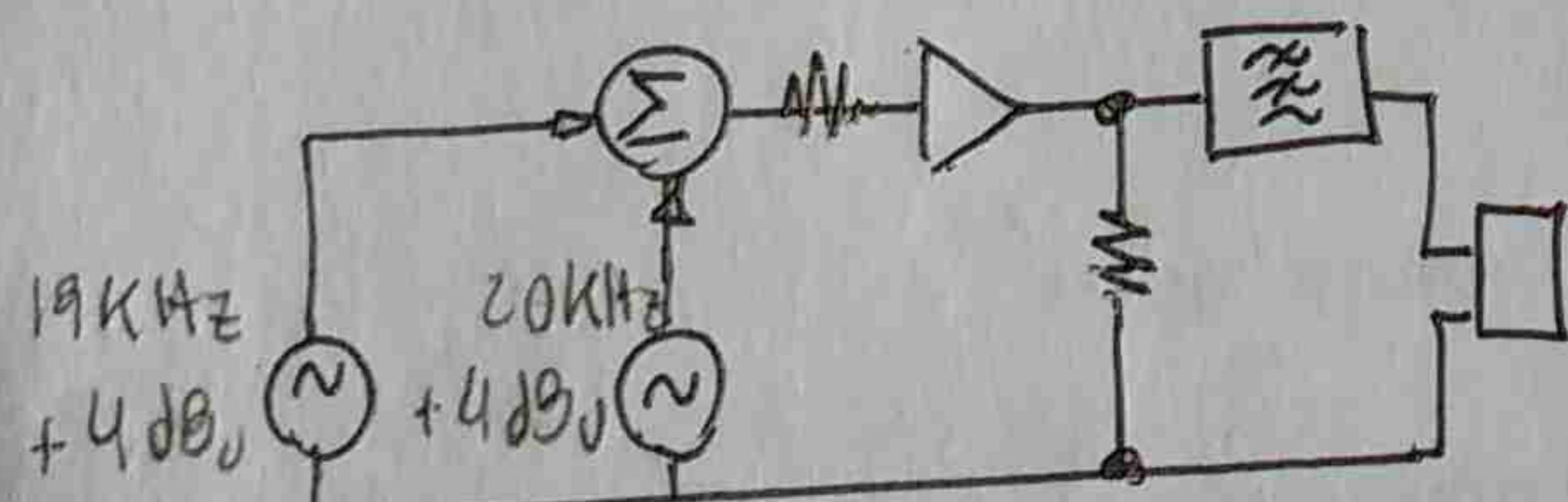
$$D \% = 100 \cdot \sqrt{m_1 + m_2 + m_3 \dots}$$

$$M_1 = \frac{E_2 + E_3}{E_1}$$

$$M_2 = \frac{E_4 + E_5}{E_1}$$

### Distorsión por Intermodulación CCIR

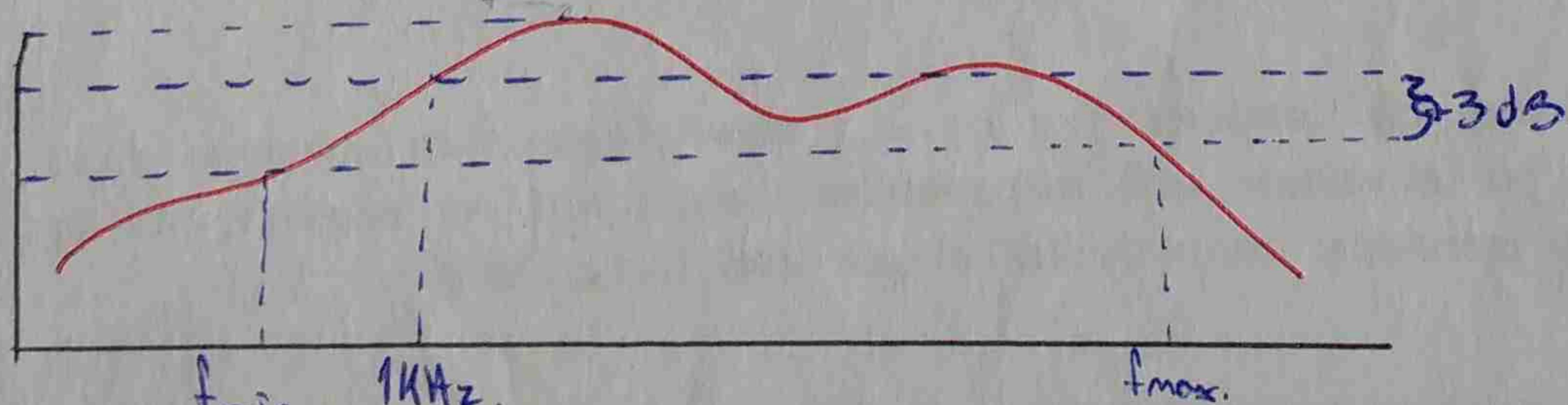
Utilizamos dos tonos de igual amplitud, poco espaciados, de alta frecuencia. 19KHz y 20KHz. El filtro tiene que ser un -40dB Vp1 y Vp2 por tonos



$$D \% = 100 \cdot \frac{V_{pd}}{V_{pi}}$$

### Rango de frecuencias

Aplicamos un tono de 1KHz, la salida será nuestra referencia de 0dB.



### Potencia máxima disponible.

$$P_{md} = \frac{V_{rms}^2}{Z_L}$$

THD = 1% @ 1KHz

## Cross talk

El cross talk mide los fugas que se introducen de un canal a OTRO.  
 Por un canal insertamos una señal de 4dBV y 1KHz. Por el otro canal  
 conectamos una resistencia a masa igual que su impedancia característica.

## COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA CE-6001

Clasificación de los ensayos:

- Susceptibilidad (El EUT reciba determinado interrupción exterior)

Emisión (El EUT No emita interferencia más allá de los conductores).

Tipo ensayo	Sub - ensayo	Realizado en
Susceptibilidad	Conductida A los Audiotrecuencias Radiotrecuencias.	VCC (cables Alim). Cables interconexión.
	Radiada A los Radiotrecuencias.	EUT
	Inducida A los Campos Eléctricos A los " Magnéticos " " Picos de tensión	Cables interconexión " " "
Emisión	Conductida En Radiotrecuencia	Cables Alimentación e interconexión
	Radiada " "	EUT

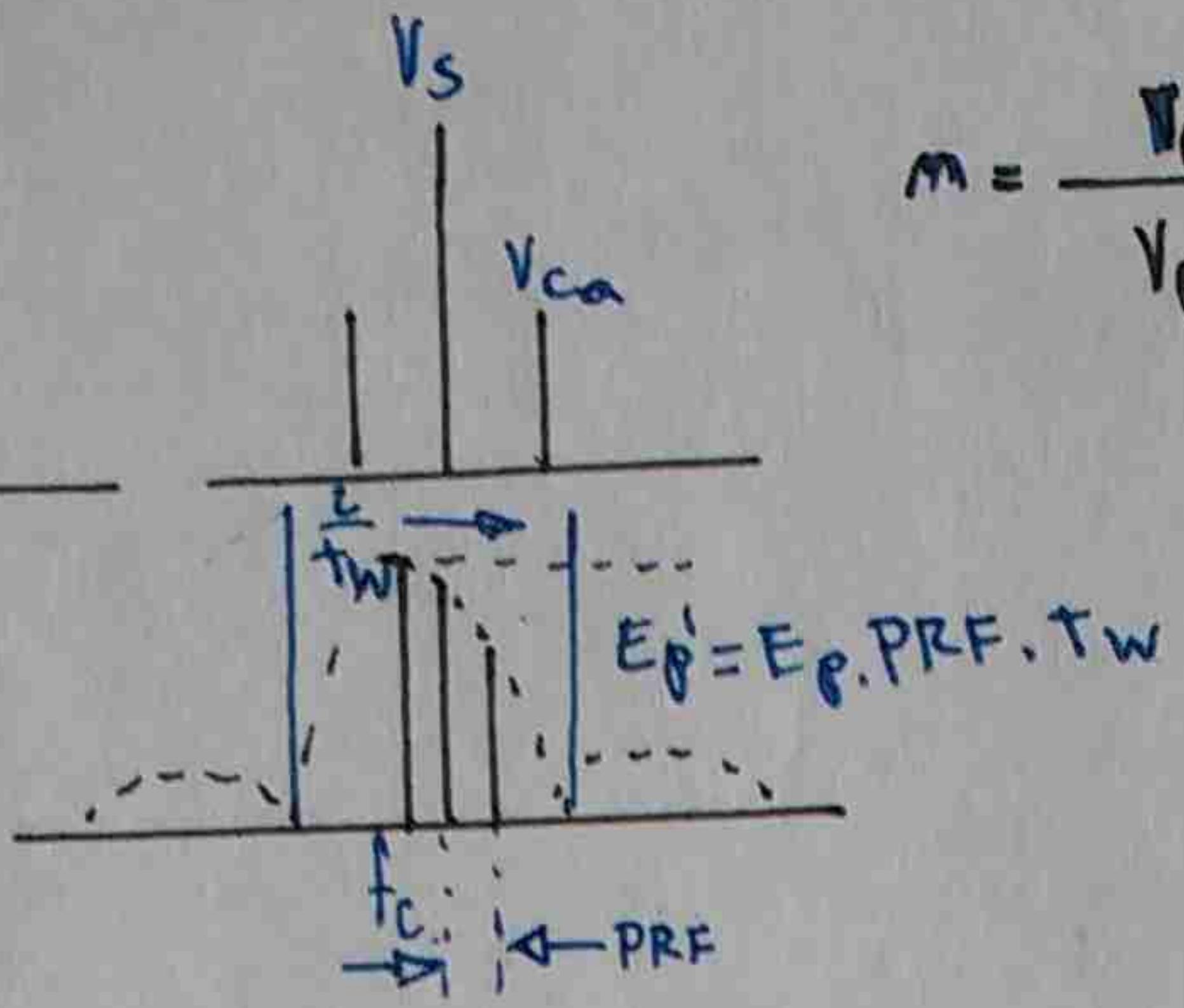
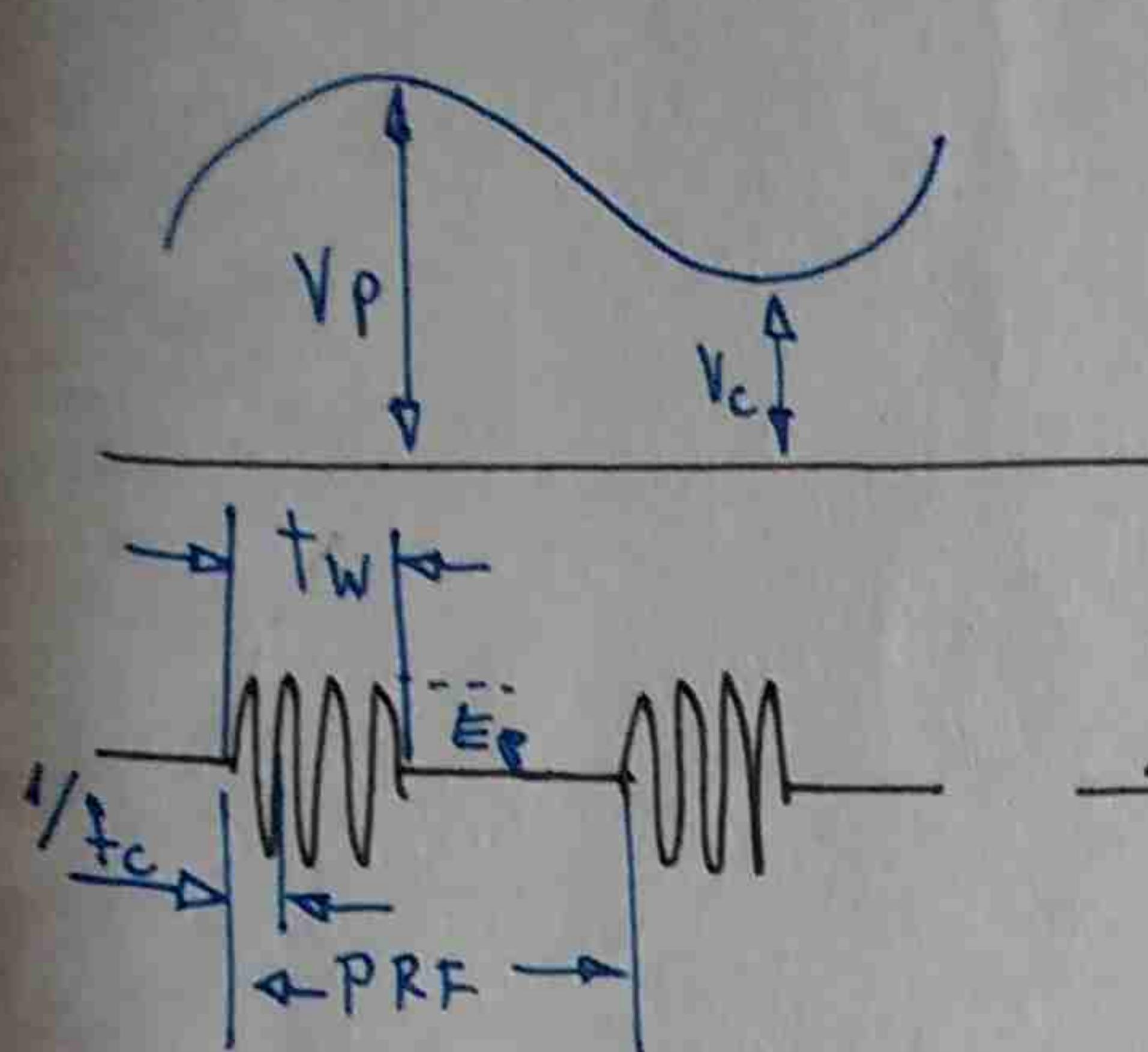
$$\Gamma_{in} = \frac{B_1}{A_1} \rightarrow Z_{in} \quad \Gamma_L = \frac{B_2}{A_2} \rightarrow Z_L$$

$$S_{Z_1} = \frac{A_2}{A_1}$$

$$\Gamma_0 = \frac{A_2}{B_2} = S_{Z_2} \rightarrow Z_0$$

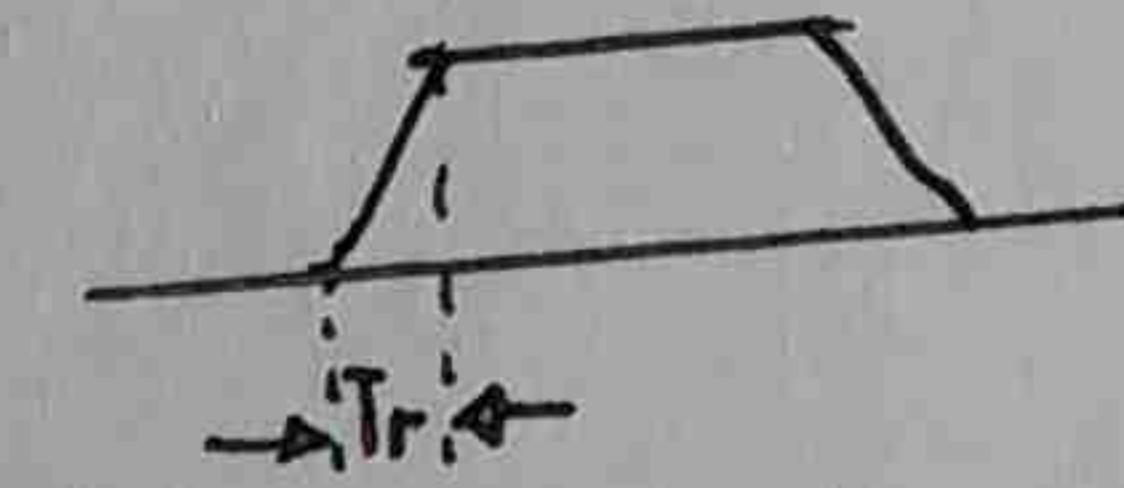
$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}$$



$$m = \frac{V_p - V_c}{V_p + V_c} = \frac{2V_{co}}{V_s}$$

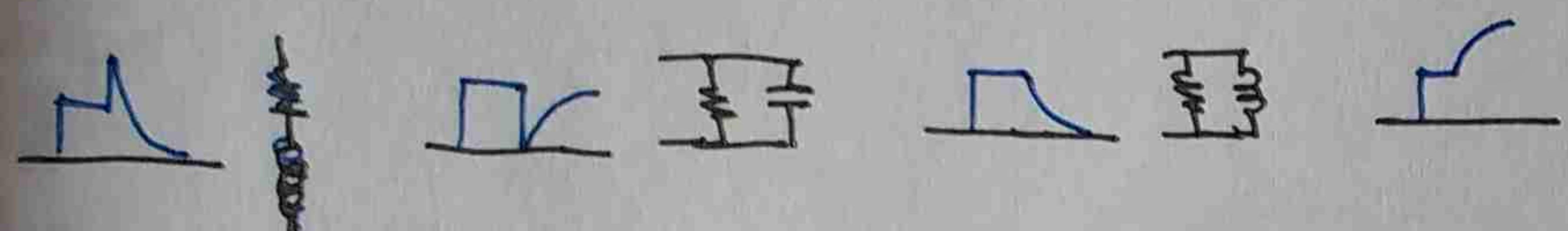
$$\frac{\sin\left(\frac{2\pi f_c t_w}{2}\right)}{\frac{2\pi f_c t_w}{2}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{2\pi f_r t_r}{2}\right)}{\frac{2\pi f_r t_r}{2}}$$



$$NF = N_0 (\text{dBm})|_{RBW} - 10 \log\left(\frac{RBW}{\text{base}}\right) + 174 \text{ dBm} \quad \text{resolver} = 0.5 \cdot RBW \cdot S$$

$$\frac{f_s}{N_{\text{bins}}} = \frac{TR}{2} \quad f_{\text{ultimo bin}} = \frac{f_s}{2} \quad f_{\text{primer bin}} = \frac{f_s}{2} \cdot \frac{1}{N_{\text{bins}}} = RBW$$

TDR



$$\alpha = 20 \log\left(\frac{E_r}{E_i}\right) \quad t_{r,\text{total}} = \sqrt{t_{r,\text{ono}}^2 + t_{r,\text{gen}}^2 + t_{r,\text{cont}}^2}$$

refl múltiples.

$$\Gamma_i = \frac{E_{ri}}{E_{ri}}$$

$$Z_0' = Z_0 \frac{1 + \Gamma_i}{1 - \Gamma_i}$$

$$E_{r2} = E_i (1 - \Gamma_i^2) \cdot \Gamma_2$$

$$\Gamma_2 = \frac{E_{r2}}{E_i (1 - \Gamma_i^2)}$$

$$Z_L = Z_0' \frac{1 + \Gamma_2}{1 - \Gamma_2}$$

PLL.

$$N-L = P_b \left( 1 - \text{decimal } \frac{f_o}{f_i} \right) \quad P_b = \frac{E_i}{10^n}$$

$$N_{\text{milla}} = P_b \left( \text{decimal } \frac{f_o}{f_i} \right) \quad n = \text{decimal } \frac{f_o}{f_i}$$

Puente Autobalanceado.

$$P_p = \frac{1}{4R} \left( V_c^2 - V_{ref}^2 \right)$$

↑                  ↓ final  
inicial              conibración

$$\frac{P_p}{P_{in}} = \Gamma^2$$

$$\text{Factor Acoplamiento} \quad FA = 10 \log\left(\frac{P_3}{P_1}\right) = 10 \log\left(\frac{P_4}{P_2}\right)$$

$$\text{Aislación} \quad A = 10 \log\left(\frac{P_4}{P_1}\right) = 10 \log\left(\frac{P_3}{P_2}\right)$$

$$\text{Direrividad} \quad D = 10 \log\left(\frac{P_4}{P_3}\right) = 10 \log\left(\frac{P_4}{P_1}\right) - 10 \log\left(\frac{P_3}{P_1}\right) = A - FA$$

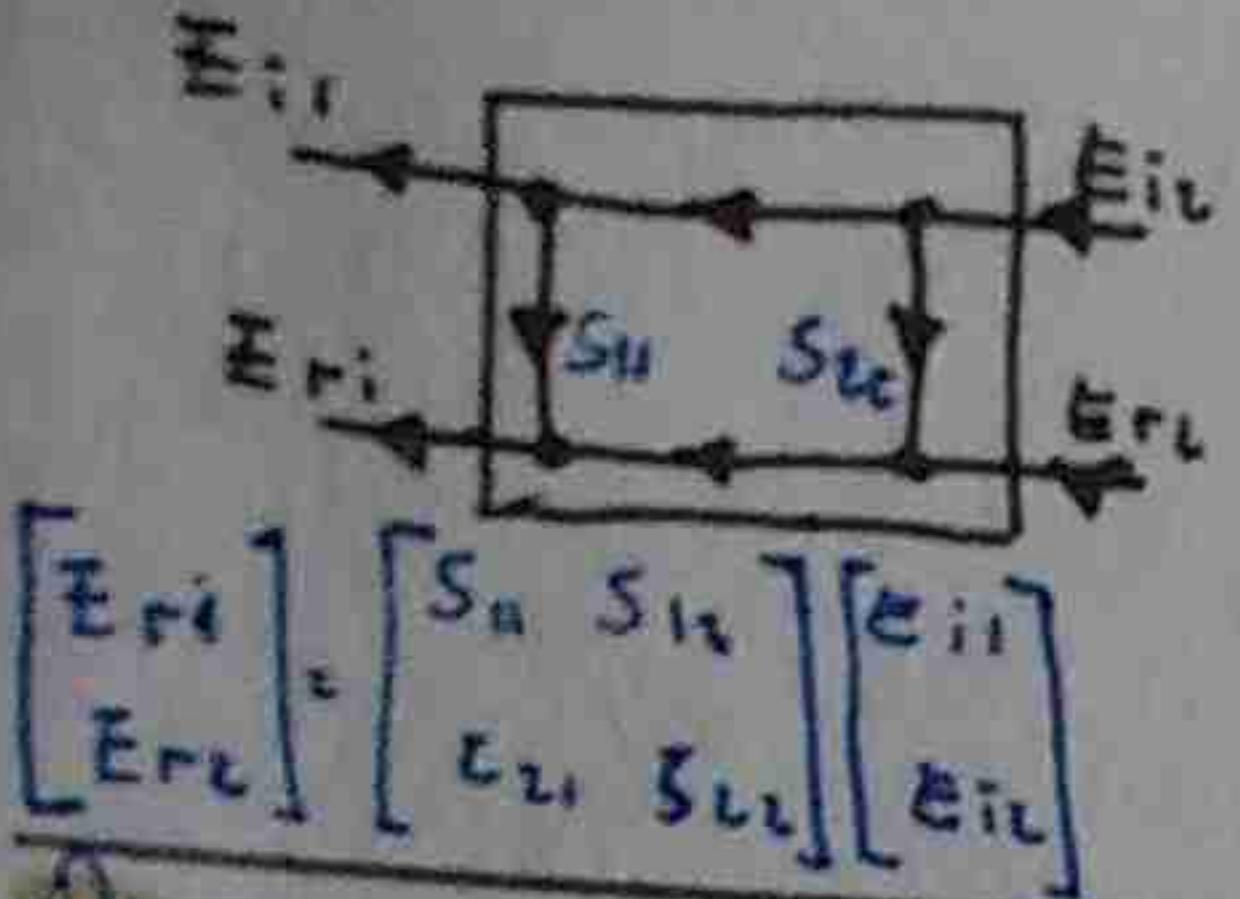
$$\frac{S}{N} = 20 \log \frac{V_{pp,\text{rms}}}{V_{N,\text{rms}}}$$

$$RD = V_{pp,\text{es}}|_{dBV} - V_N|_{dBV}$$

$$\Gamma_{\text{pot}} = \left( \Gamma_{\text{tension}} \right)^2$$

$$CT = 20 \log \frac{V_{c,\text{rms}}}{V_{(4dBm)}} = 10 \log \frac{P_c}{P_{(4dBm)}}$$

## Parámetros S.



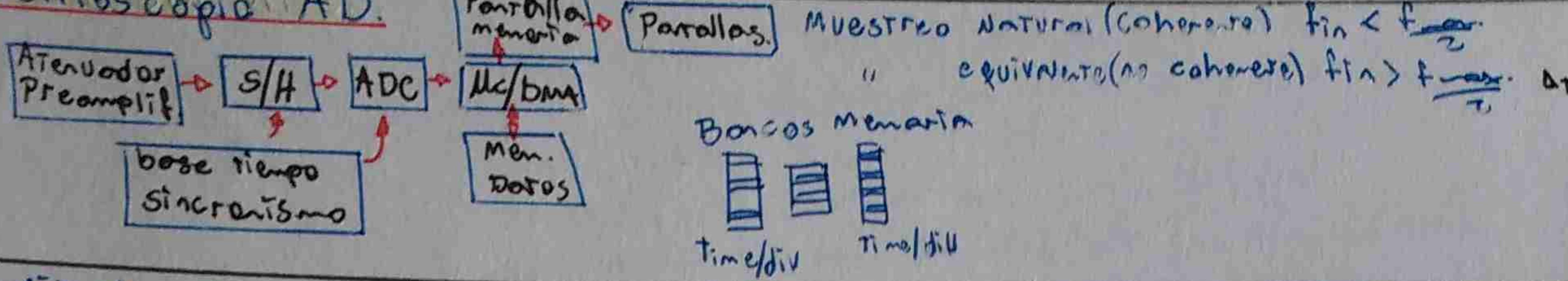
	DUT	B
S <sub>11</sub>	Directo	B <sub>1</sub>
S <sub>22</sub>	Inverso	B <sub>1</sub>
S <sub>12</sub>	Directo	B <sub>2</sub>
S <sub>21</sub>	Inverso	B <sub>2</sub>

$$\begin{aligned} -1 &< S_{11} < 1 \\ -1 &< S_{22} < 1 \\ 0 &< S_{12} \leq 1 \\ S_{21} &\gg 1 \end{aligned}$$

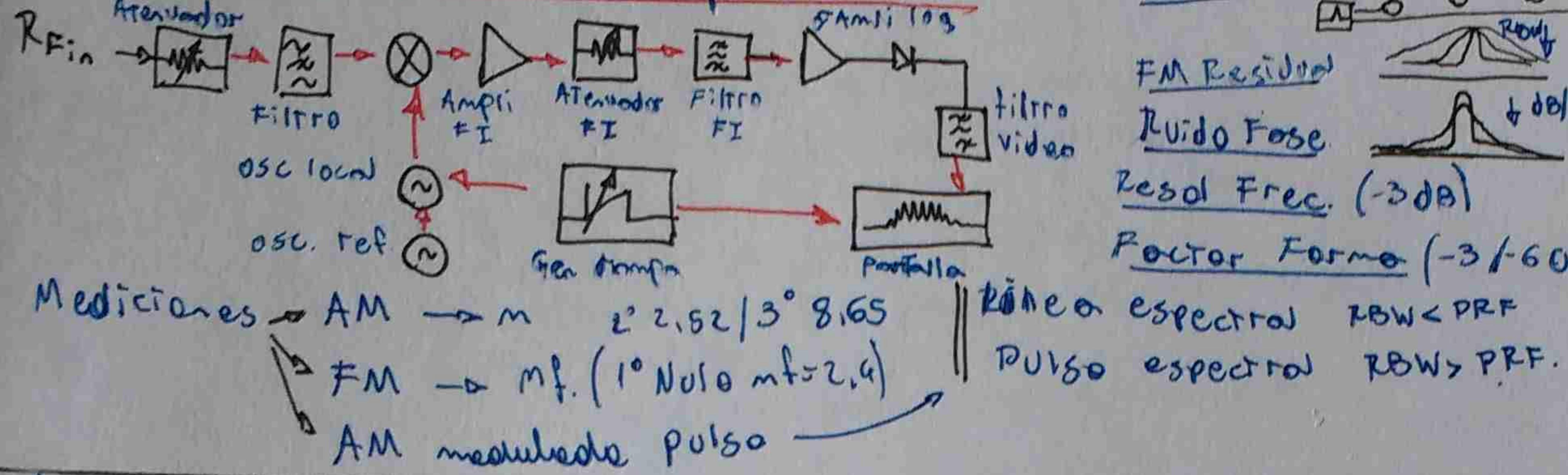
## Voltímetro Vectorial.

- Mezclador / Chopper / FI / 20kHz
- APC / Canal A (fase)
- Forma / FI / Armónicos
- Onda / FI / < 1GHz
- Filtro 1kHz ruido térmico.

## Osciloscopio AD.



## Análizador Espectro Borrado-Superheterodino.



## Análizador FFT.

N muestras  $\rightarrow \frac{N}{2}$  líneas (Amplitud y fase)

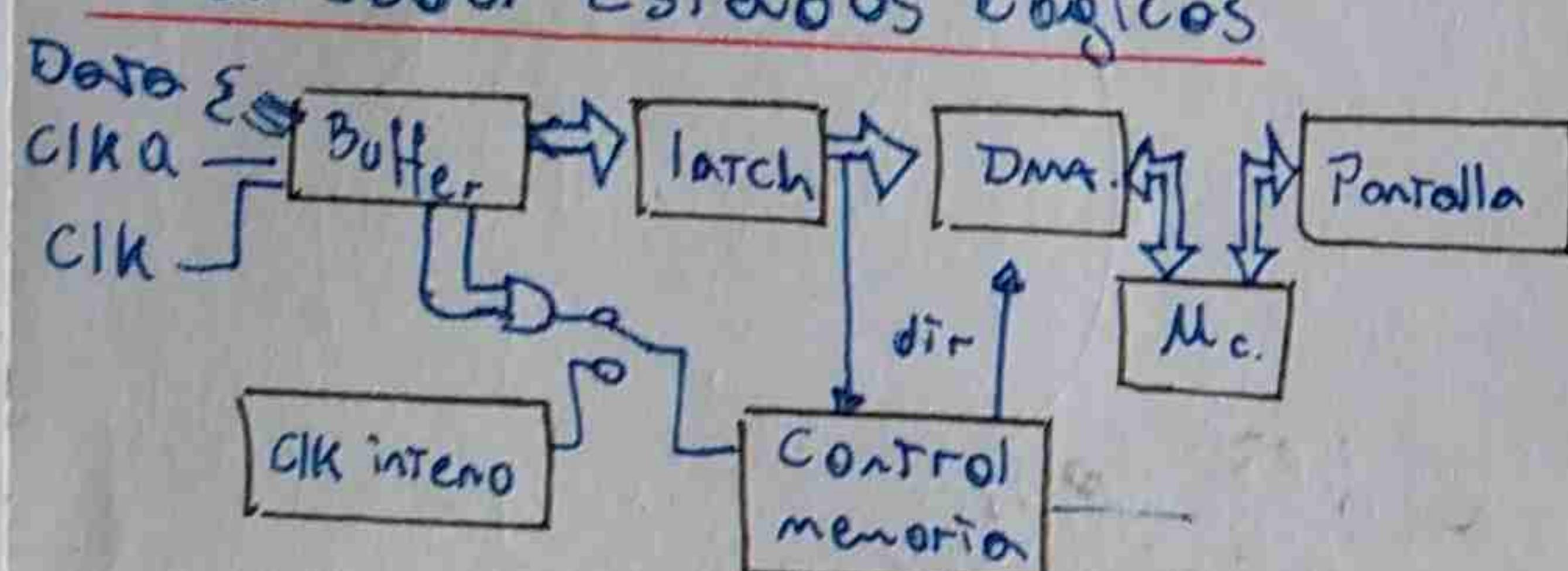
$$\text{RBW} \quad \frac{f_s}{2} \quad \text{Ampl. y freq.}$$

Tiempo  $\rightarrow$  Correlación  
Autocorrelación  
Frec  $\rightarrow$  Coherencia  
Ruido Fase

## Ventanas

Flat-top: Potencia radiada por un equipo  
Uniforme: Si verwendet transistores.  
Hanning: Medición con poco fuga espectral  
Exponentielle: Pulso amarrigado en el tiempo.

## Análizador Estados Lógicos



Síncrono (An. Lógico) CLK externo

Asíncrono (An. Temp.) CLK interno

Muestreo Transitorial (menos malo).

Detectar glitch

Puntos  $\rightarrow$  PASIVAS,  
ACTIVAS,  
Dedicadas.

DMO (Deep mem. osc.).

Disparos  $\rightarrow$  Paralelo  $\xrightarrow{\text{POS}} \xrightarrow{\text{neg}} \xrightarrow{\text{stop}}$   
Serie  $\xrightarrow{\text{A}} \xrightarrow{\text{B}}$

Retardos

## Potencia RF

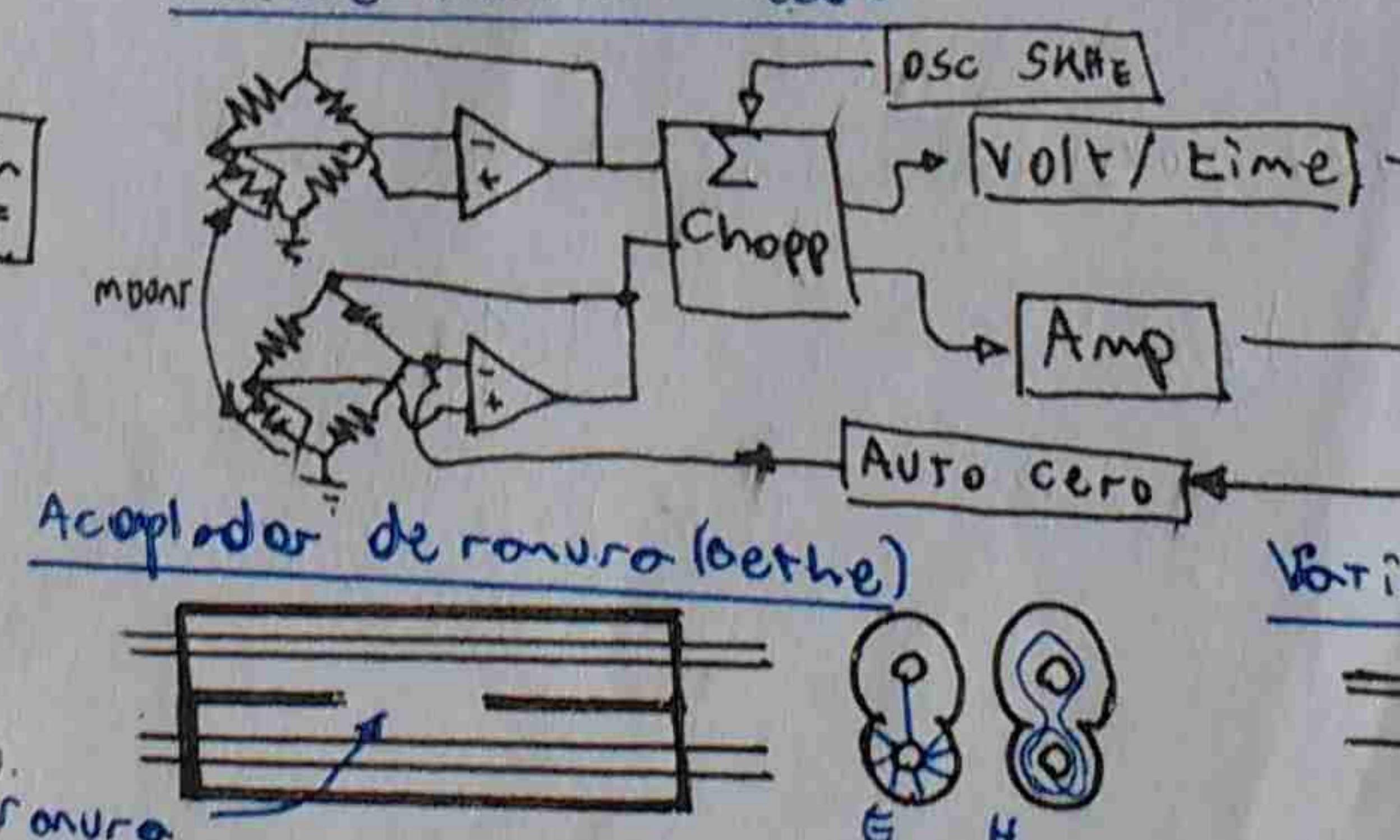
Potencia media (PULSO)

Potencia pico envol.

## Método Bolométrico

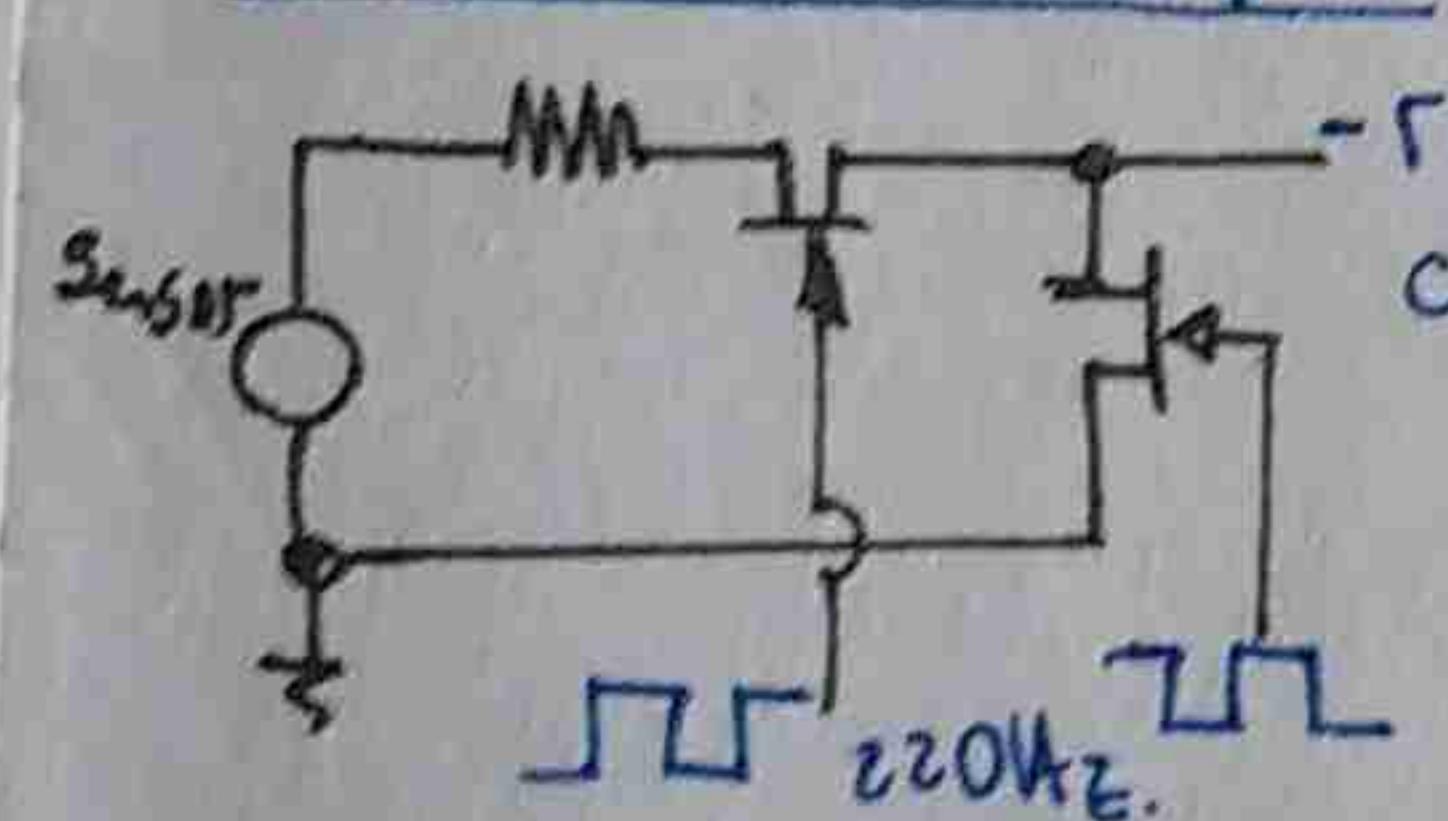


## Puente AutoBalanceado

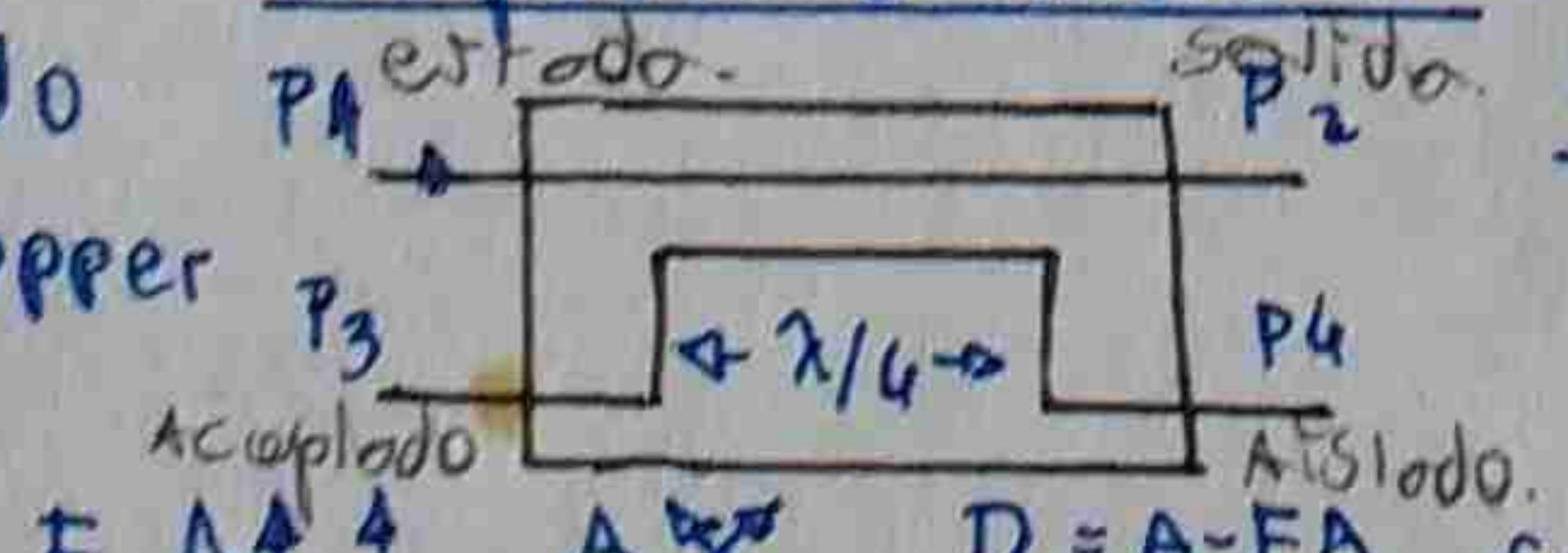


$$P_p = \frac{1}{4R} (V_c^2 - V_{rf}^2)$$

## Sensor termocuplo.



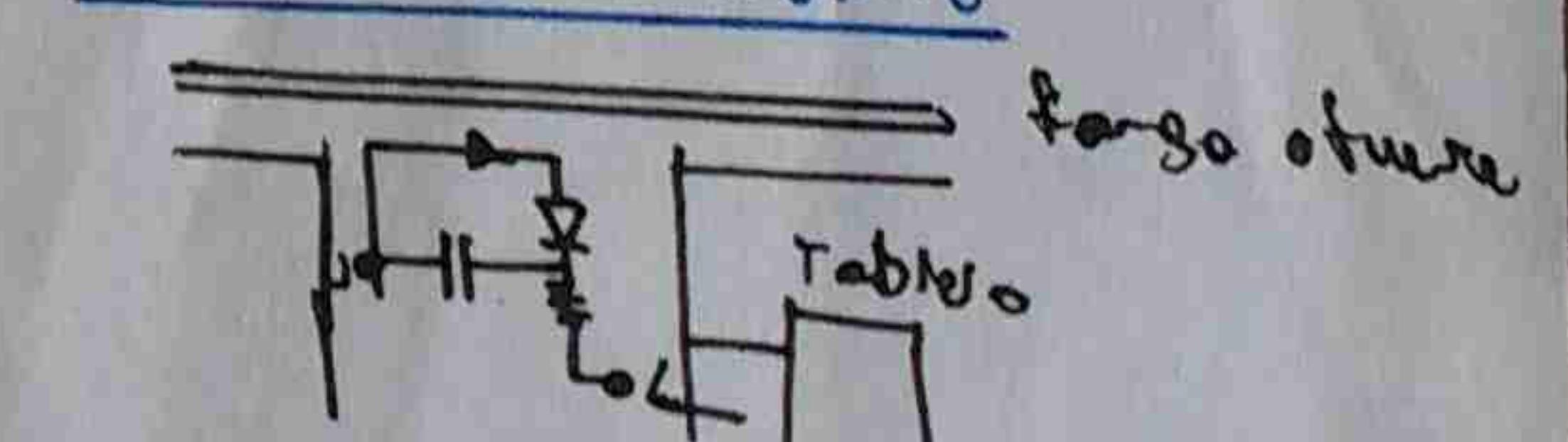
## Acoplador direccional



## Acoplador de ranura (berthe)



## Voltímetro Thruline



# MED 2