

Amplificadores Operacionales

I_B = Para polarizar los transistores de entrada en conf. diferencial.

$$I_B = \frac{|I_{B^+}| + |I_{B^-}|}{2}$$

I_{OS} = Produce una tensión a la salida del AO $I_{OS} = |I_{B^+}| - |I_{B^-}|$

V_{OS} = Debida a desbalances muy pequeños en su circuito de entrada.

V_{OM} = Tensión V_{EE} para MES

t_c = Tensiones grandes del 10% al 90% en la salida

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

AB = " " " " débiles. Se varía la freq. ajustando la entrada para salida cre. $B = \frac{0.35}{t_c}$

Componentes Lógicos

V_{OHmin} = mínima tensión de salida en estado alto.

V_{IHmin} = mínima tensión de entrada para considerarlo HIGH.

V_{ILmax} = máxima tensión de entrada " " Low

V_{OLmax} = 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 entrada que puede suministrar en HIGH

I_{IL} = " " " " " " Low

I_{OLmax} = Máxima corriente de salida manteniendo $V_O \leq V_{OLmax}$

I_{OHmax} = Máxima corriente de salida manteniendo $V_O \geq V_{OHmin}$

Mediciones en Campo Amplificadores de Audio frecuencia

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

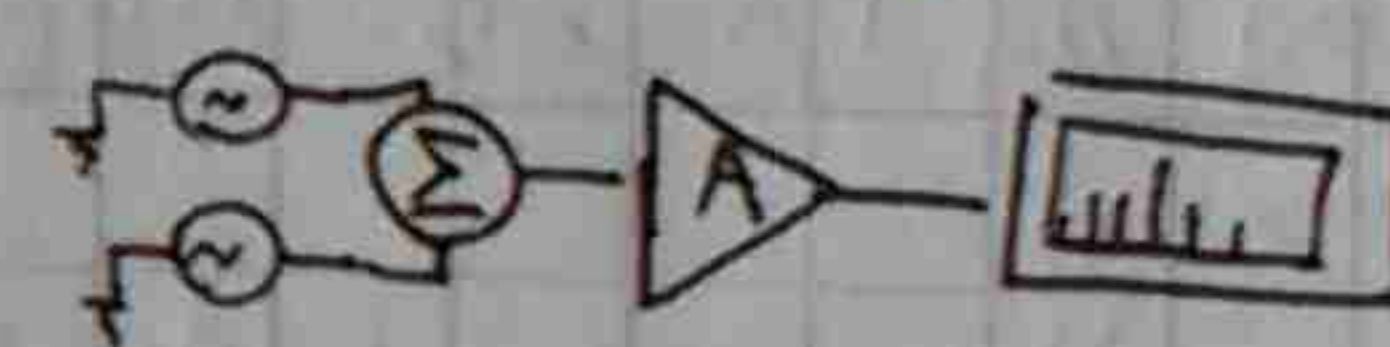
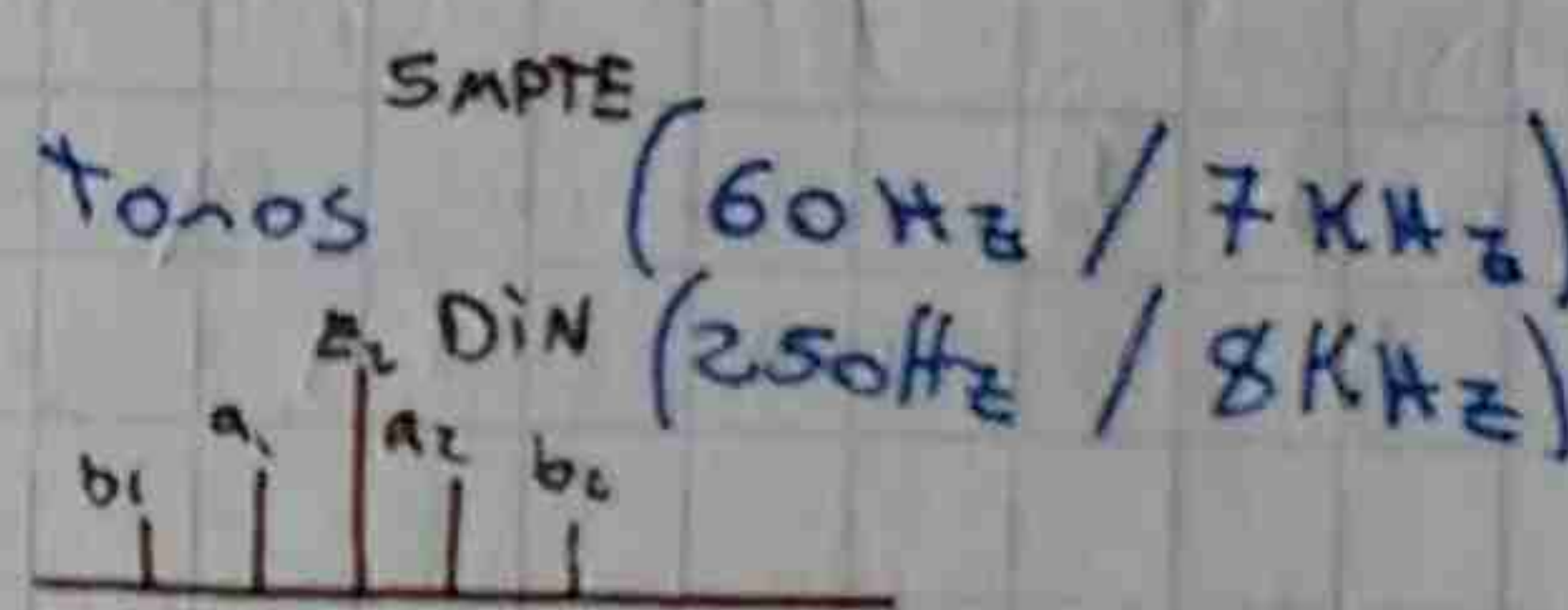
Medidas de distorsión:

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \cdot 100 \quad THD+N = \frac{\sqrt{V_{harm_2}^2 + V_{harm_3}^2 + \dots + V_{harm_n}^2 + V_{noise}^2}}{V_{harm_1}} \cdot 100$$

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

Bitonal
SMPTE

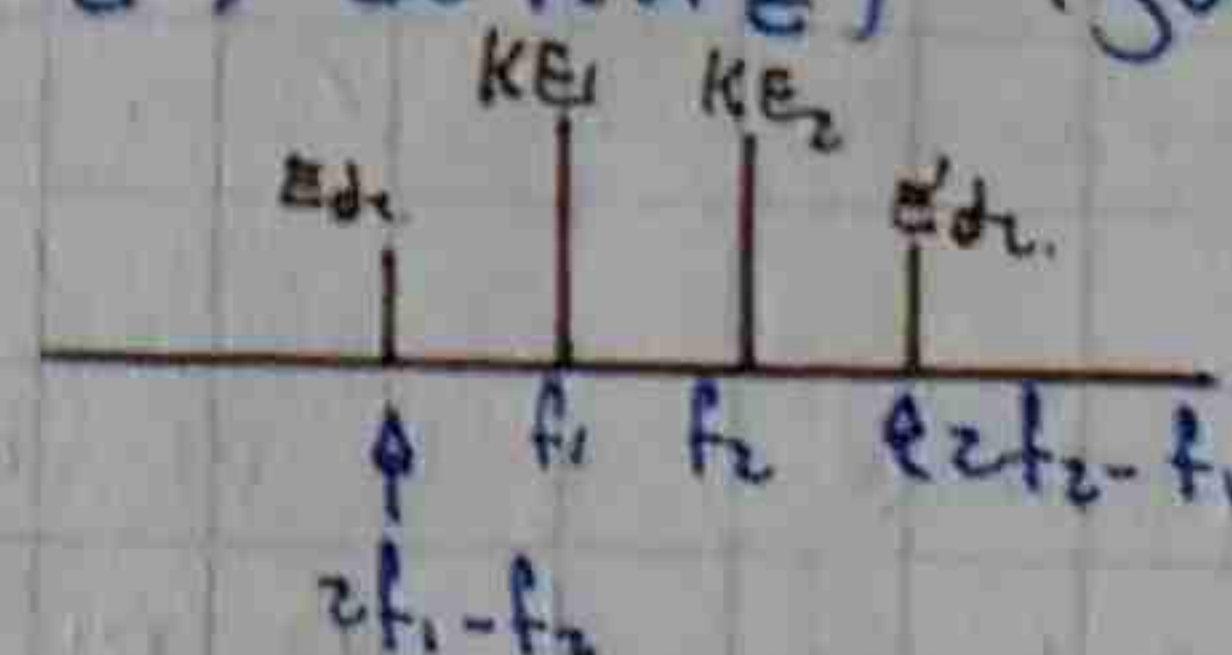
$$D[\%] = 100 \cdot \frac{\sqrt{(a_1 + a_2)^2 + (b_1 + b_2)^2}}{E_2}$$



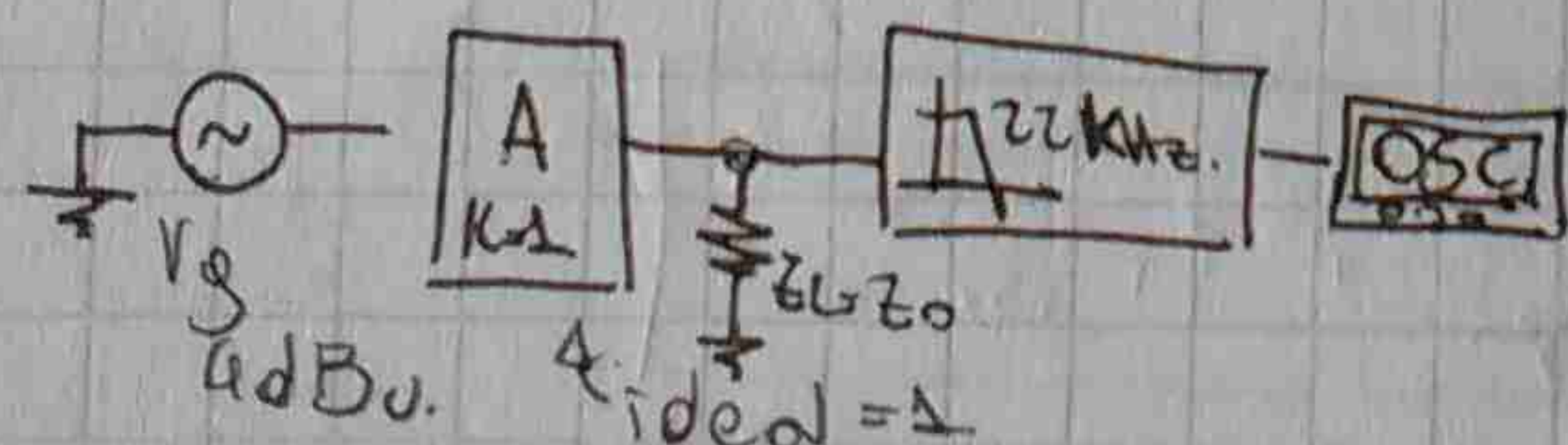
CCIF

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

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



Mediciones de Ruido:



$$S_o/N_o [dB]$$

Rango

Dinámico

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

Parámetros Dispersión

S_{11} = Reflexión entrada S_{12} = Transmisión 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

Posos.

- Calibración: inicial (180° desfase) $B \rightarrow B_1$, sección en corto
- Recalibración: $B \rightarrow B_2$, sección pasante (0° desfase)
- Coloco el DUT en sentido directo, $B \rightarrow B_1$ $S_{11} = B/A$ 1ϕ
- Invierto el DUT $S_{22} = B/A$ 1ϕ
- Repito lo anterior pero ahora $B \rightarrow B_2$

Errores:

- Utilizar impedancias adaptadas para evitar reflexiones por desacoplamiento.

$$\lambda_g = \frac{v_p}{f} \quad C_1 = 180^\circ - \phi_{\text{dato}} \quad C_2 = 0^\circ - \phi_{\text{dato}} \quad d = c \cdot \frac{\lambda_g}{360} \quad Z_{in} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad \Gamma_i = Z_{in} \cdot Z_0 \quad Z_0 = \frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}}$$

Sintetizadores de frecuencia.

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

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

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

$$\text{Ciclos } N = P_b \left[1 - \text{decim} \left(\frac{F_o}{F_i} \right) \right] \quad \text{Ciclos } (N-1) = P_b \left[\text{decim} \left(\frac{F_o}{F_i} \right) \right] \quad \text{donde } P_b \text{ es el periodo base}$$

AWG con DDS Generador de formas de onda arbitrarias.

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

Resolución Amplitud: La del convertidor DAC.

Analizador FFT. (El rango empieza 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: Pierde resolución. Reduce atenuación lateral. Para medir IMD SMPTE.

Exponencial: funciones transitorias/sin atenuación en $T_{\text{onda}} > T_{\text{osc}}$.

$f_{\text{in}} = 0$ filtro digital.
 $f_{\text{in}} \neq 0$ mezclador digital.

Correlación:

Auto correlación: Eje x desfase y en el eje y el promedio. (de la misma señal)

Cada muestra contiene información de amplitud y... fase?

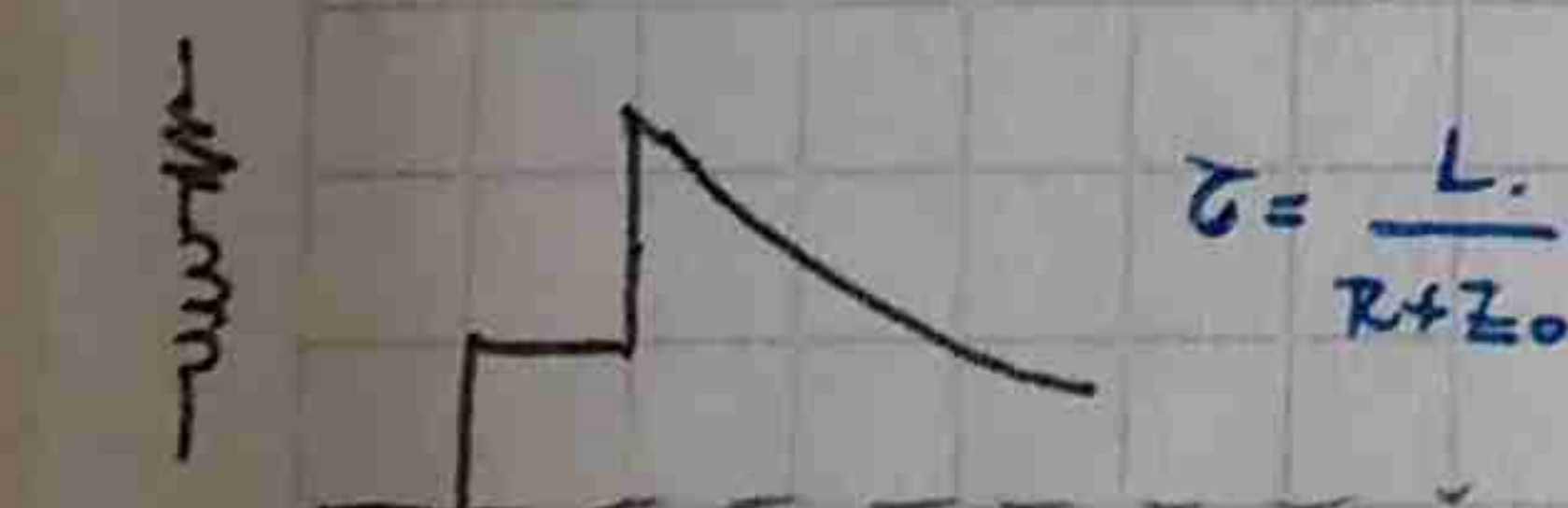
Reflectometría:

$$V_p = \frac{W}{B} \quad E_x = E_{in} e^{-\gamma x} \quad \tau_{r,T} = \sqrt{\tau_{r,osc}^2 + \tau_{r,gen}^2 + \tau_{r,system}^2} \quad \Gamma = \frac{E_r}{E_i}$$

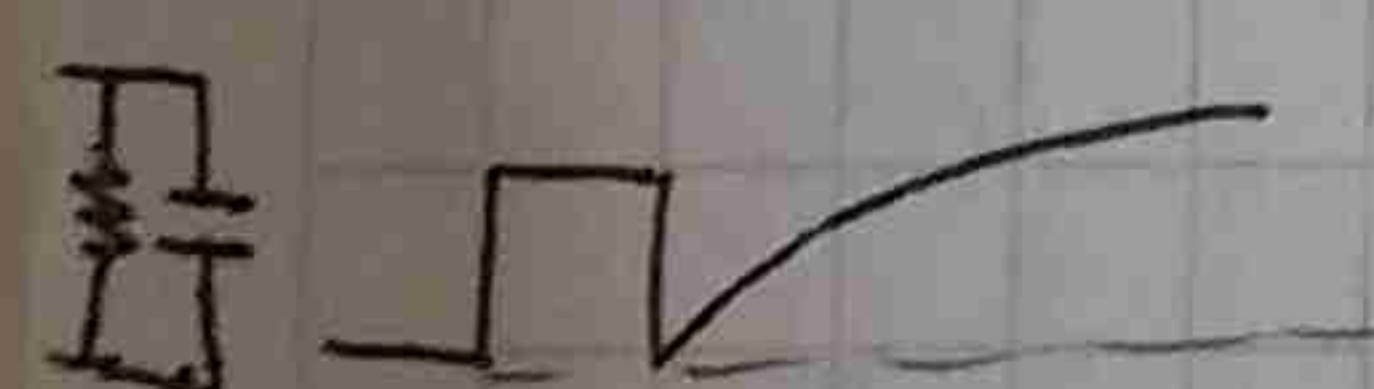
$$R_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

$V_C = \text{Carga} \rightarrow 0.36 V_{\text{exp}}$

Descarga $\rightarrow 0.63 V_{\text{exp}}$



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



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

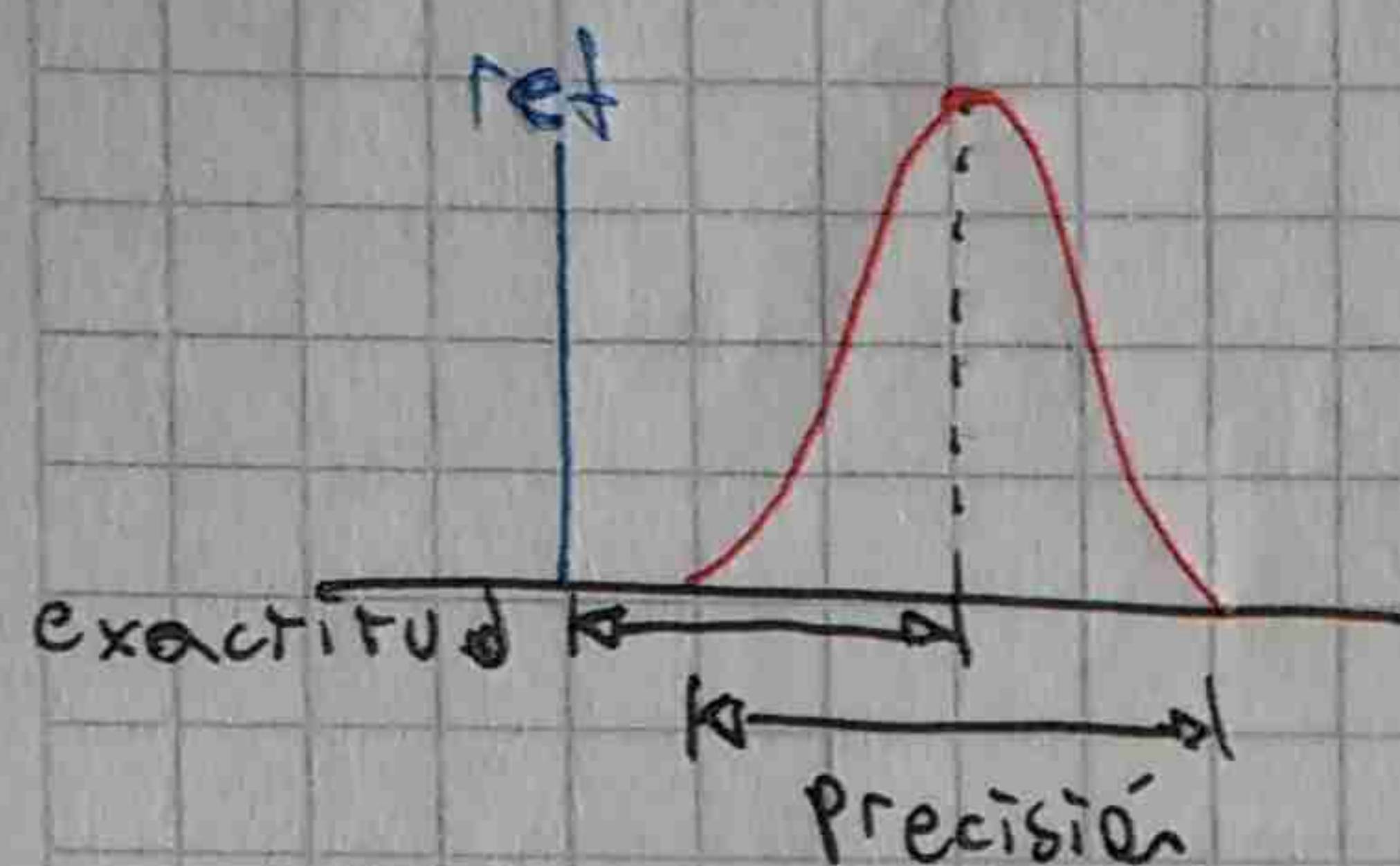


$$\tau = L \cdot \frac{1}{\frac{R Z_0}{R + Z_0}}$$

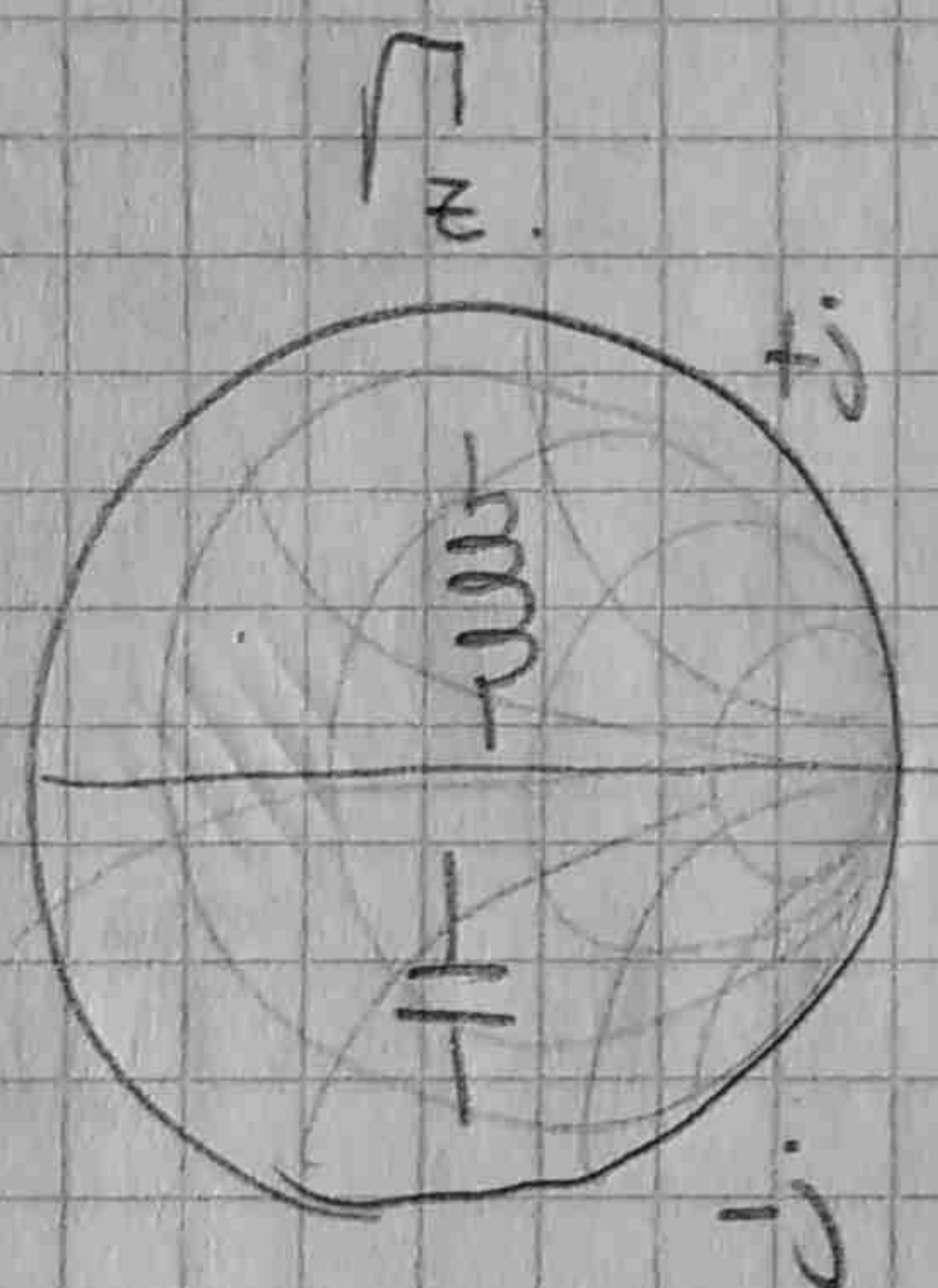
Reflexiones múltiples

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

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

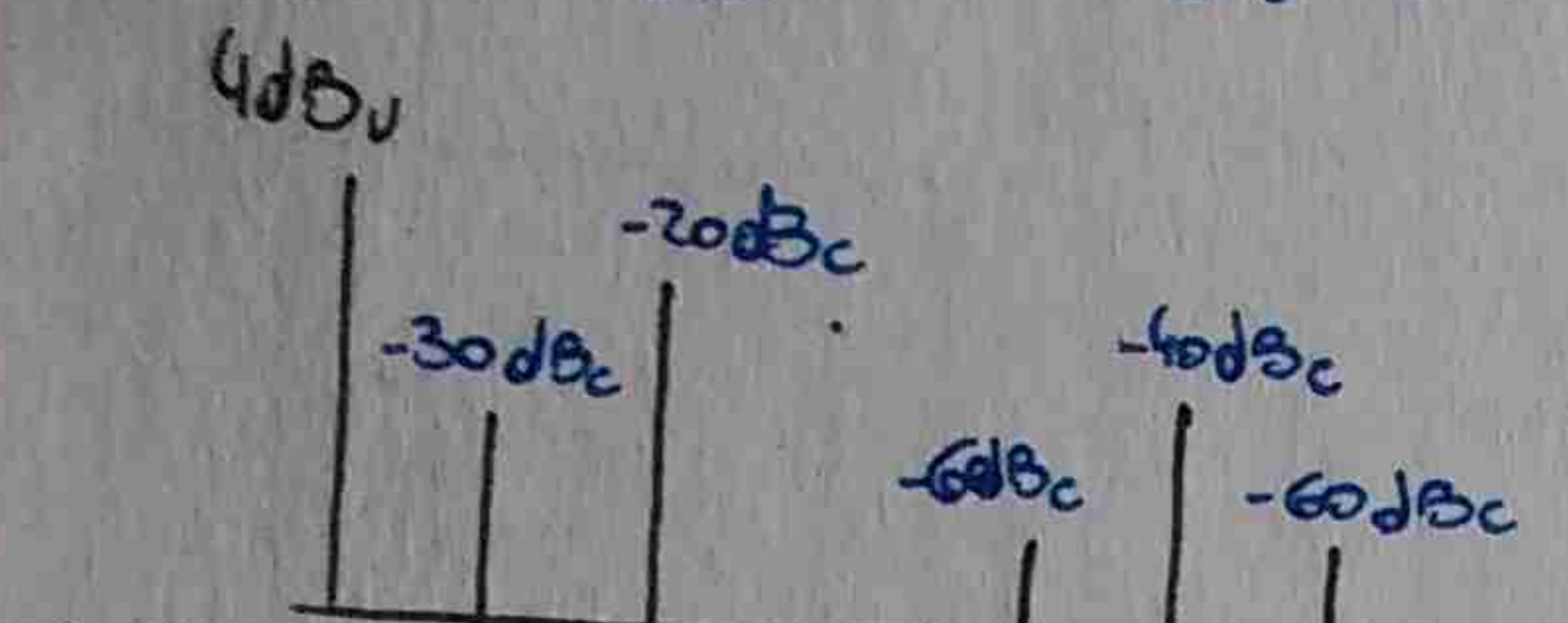


Apreciación: Cálculo o determinación aproximada del valor de una cosa



Señal entrada 4dBu RMS Señal/Ruido a 22KHz es 80dB ref a 4dBu

II



Calculamos la tensión de entrada.

$$E_1 = 4\text{dBu} = 20 \log \left(\frac{V_1}{0.775} \right) \Rightarrow V_1 = 1.23\text{V}$$

Referenciamos las tensiones a valores absolutos, (quitamos la ref a la entrada).

$$E_2 = -30\text{dBc} = 20 \log \left(\frac{V_3}{1.23\text{V}} \right) \Rightarrow V_3 = 38.90\text{mV}$$

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

$$V_4 = 123\text{mV}$$

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

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

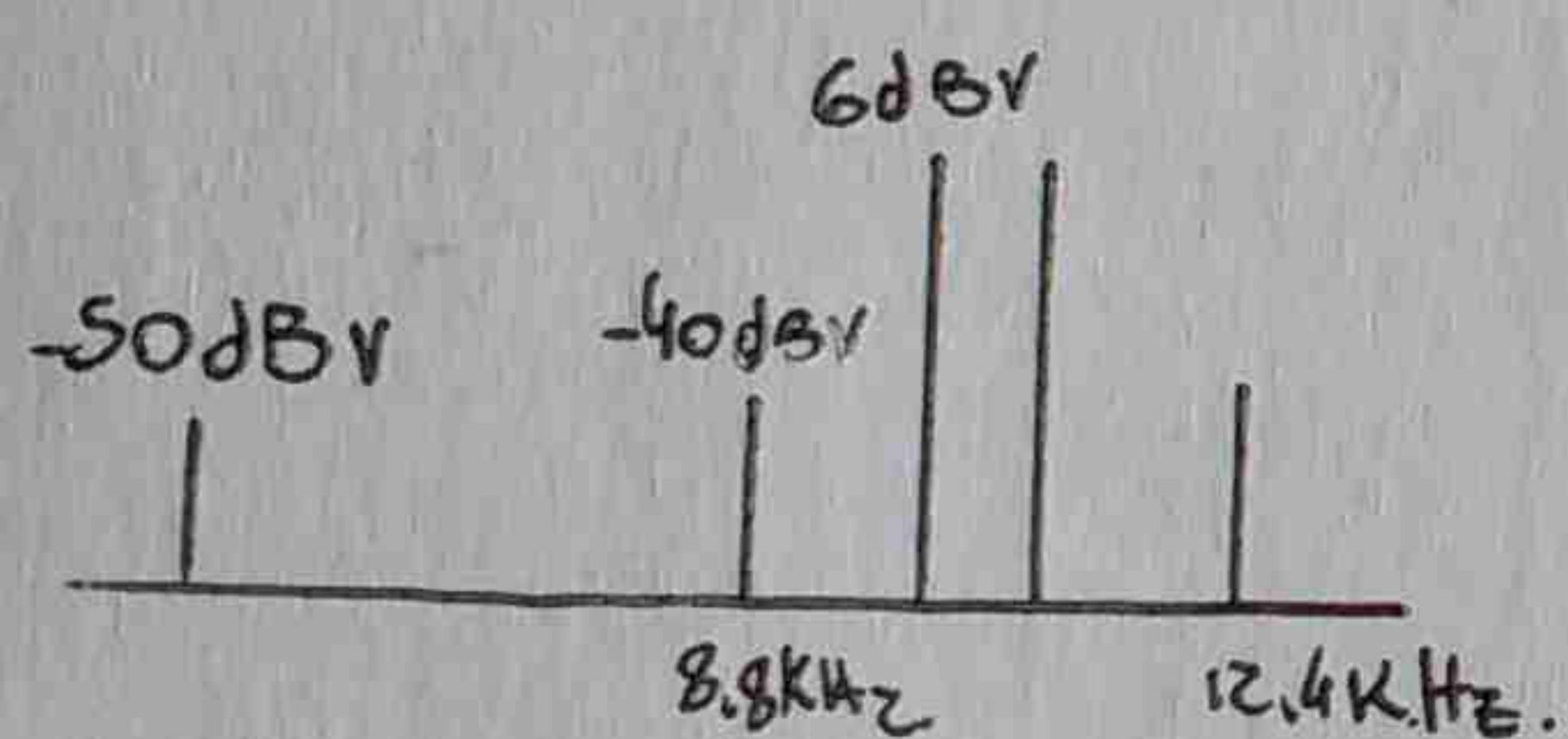
$$D[\%] = 100 \cdot \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2}}{V_1} = 10.54\%$$

Calculamos la señal de ruido a la salida.

$$\frac{S_0}{N_0} = 80\text{dB} \quad S_0 = 4\text{dBu} \quad (\text{del gráfico})$$

$$S_0/\text{dB} - N_0/\text{dB} = 80\text{dB} \Rightarrow N_0 = -76\text{dBu} \Rightarrow V_N = 122.83\text{mV}$$

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



Es un ensayo de dist. por intermodulación ¿Cual? ¿Bajo Norma? CCIF No.

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

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

$$\log_b a = c$$

$$b^c = a$$

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

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

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

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

$$f_0 = 6.555 \text{ MHz.}$$

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

$$N=7 \quad P_b = \frac{f_i}{10^4} = \frac{1 \cdot 10^6}{10^7} = 0.1.$$

$$\frac{f_0}{f_i} = 6.555 \quad m=3.$$

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

$$N = P_b \left(1 - \text{dec.} \frac{F_0}{F_i} \right) = 1000 \cdot (1 - 0.555) = 445.$$

$$N-1 = P_b \left(\frac{\text{dec} F_0}{F_i} \right) = 1000 (0.555) = 555$$

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 secc. 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.

$$S_{11} = \frac{B}{A} \angle \phi$$

Coloco el DUT en forma invertida y

$$S_{22} = \frac{B}{A} \angle \phi$$

S_{21} y S_{12} : 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

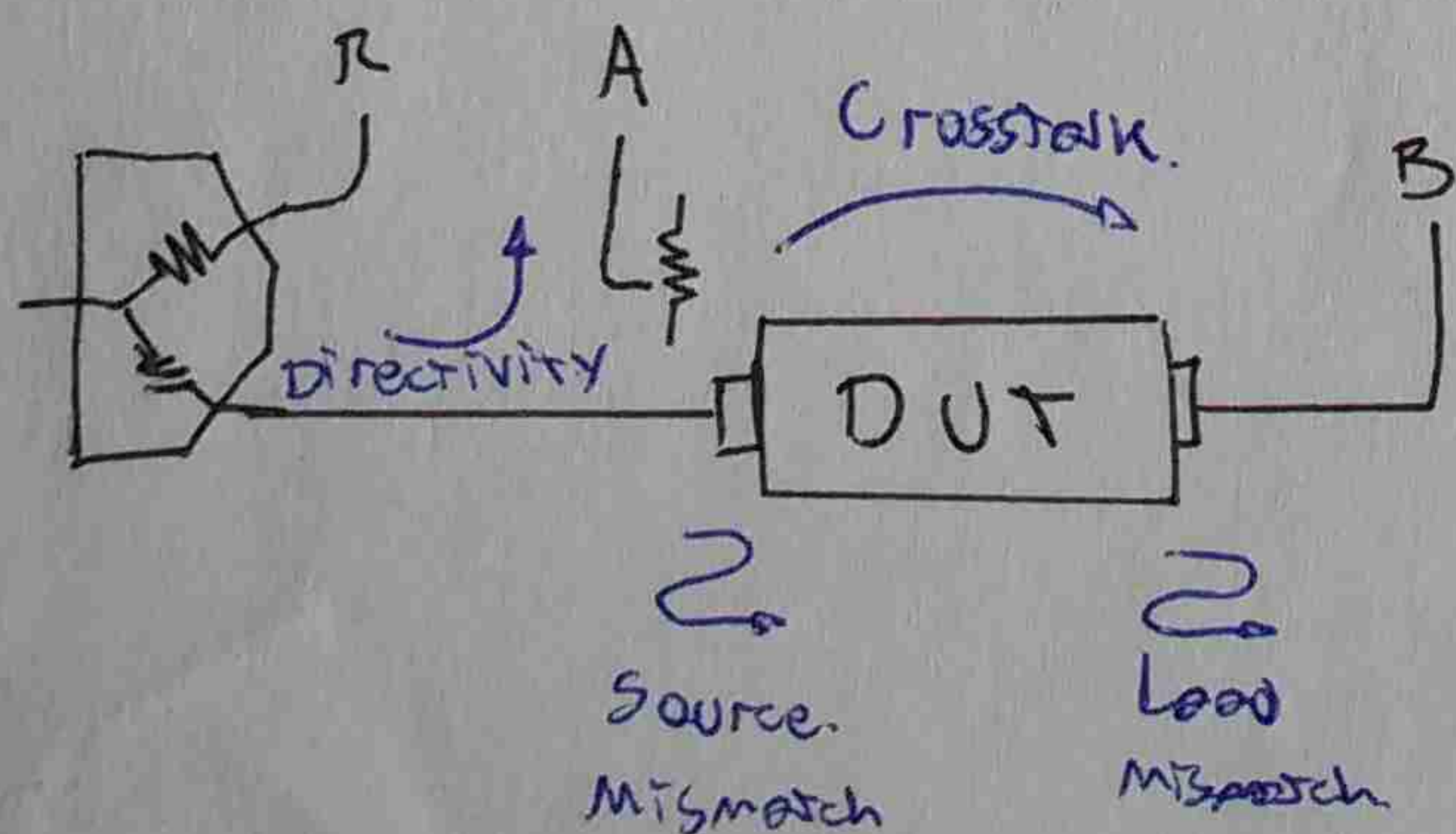
S_{12} y $S_{21} \rightarrow$ Bode Módulo

ERRORES EN LA MEDICIÓN

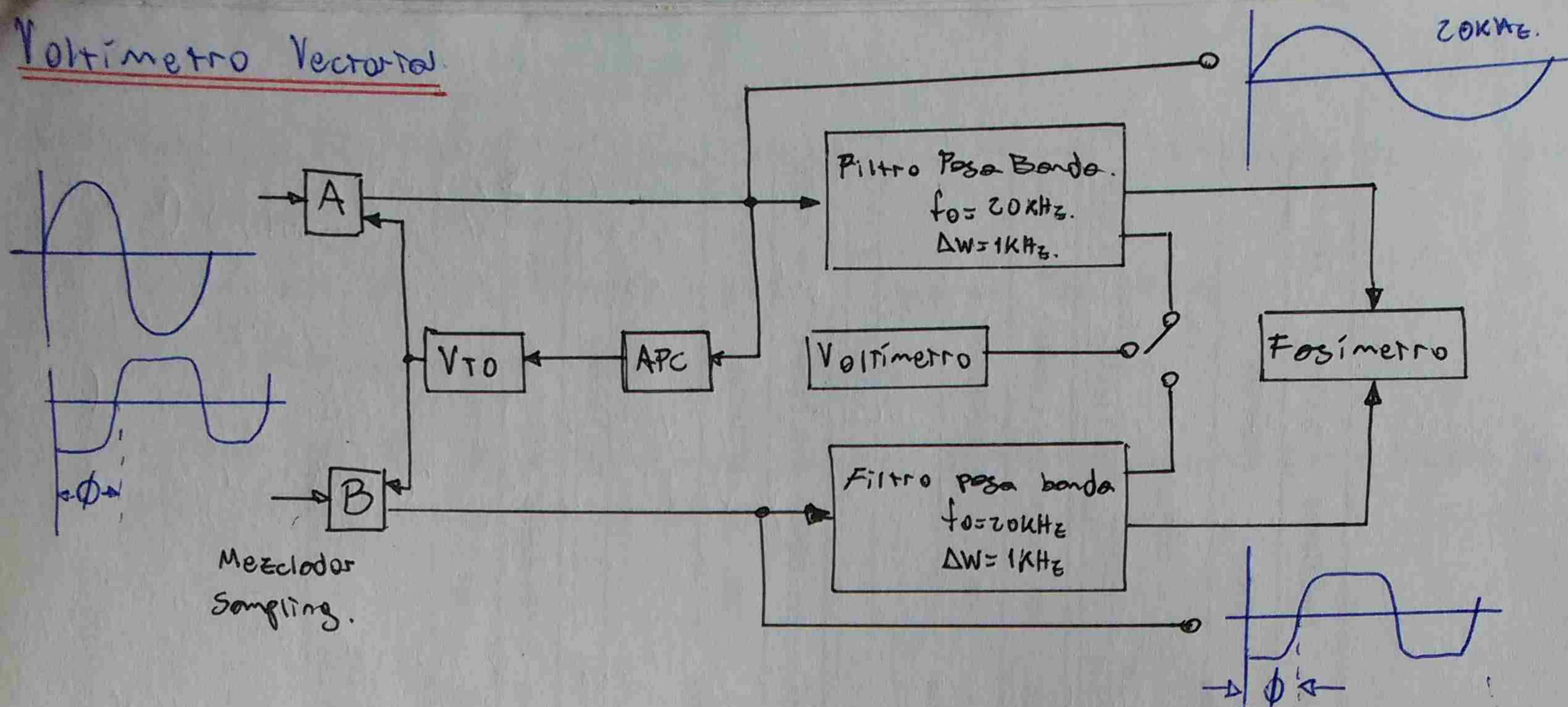
- Aleatorios
- De Deriva.
- Sistemáticos

Estos últimos son debido a imperfec. en el equipo. Si no varían con el tiempo, podemos corregirlos/reducirlos con la calibración.

- Errores de directividad y separación (crosstalk).
- " 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 rango del APC lo escogemos de tal forma que cubra las señales a medir (conocidas).

Los mezcladores tipo sampling llevan la frec. de A y B, a una frec. intermedia, FI de 20 kHz, donde se mide la tensión y la fase (La diferencia de fase luego de los mezcladores es igual que la entrada). ~~Como la fase y frecuencia se~~ En los mezcladores hay una realimentación estabilizada que mantiene las pérdidas de conversión en 0 dB.

Las formas de onda se reconstruyen a partir de la FI (la componente principal en 20 kHz) y sus armónicos hasta 1 GHz.

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 1 kHz es para reducir el posible ruido térmico.

Analizador Vectorial de Redes.

④

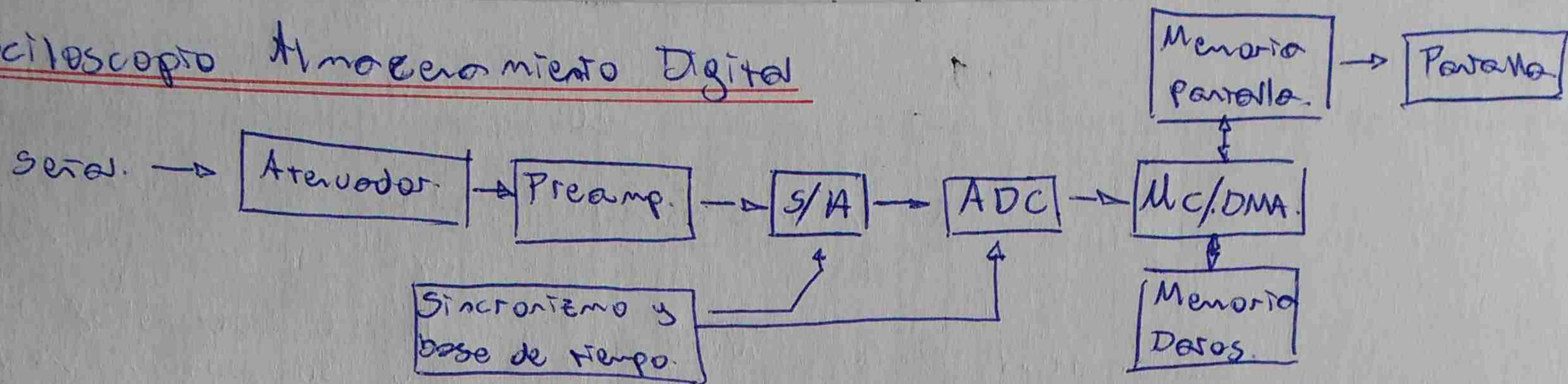
Las señales a medir recorren siempre la misma longitud, por lo que no es necesario el ajuste.

El generador de RF (interno) puede generar barridos.

→ Tiene un acoplador direccional integrado

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

Osciloscopio Almacenamiento Digital



Atenuador y preamplificador de entrada.

Atenuar o amplificar 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.

Circuito 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

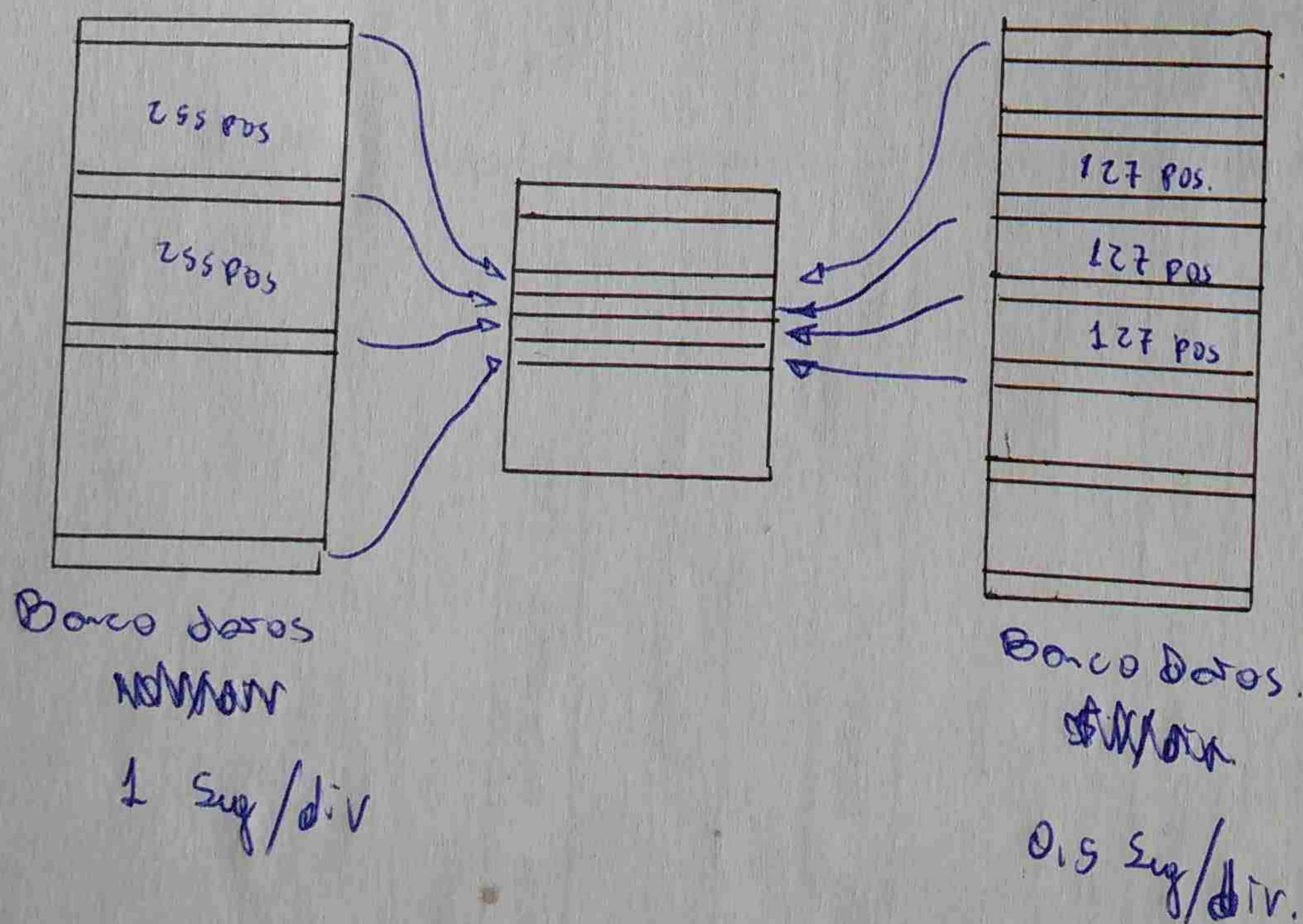
Mientras más chico es n más chico es t_c , pero perdemos resolución.

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^{ma} muestra las componentes de una señal se confunden con el ruido (piso). La resolución está definida por la tensión de referencia.

1 Gsa/s.

↓ 1/2

500 Msa/s.

↓ 1/10

50 MHz • freq. max. señal no senoidal.

Etapas de sincronismo y retención.

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

TIPOS DE MUESTREO

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

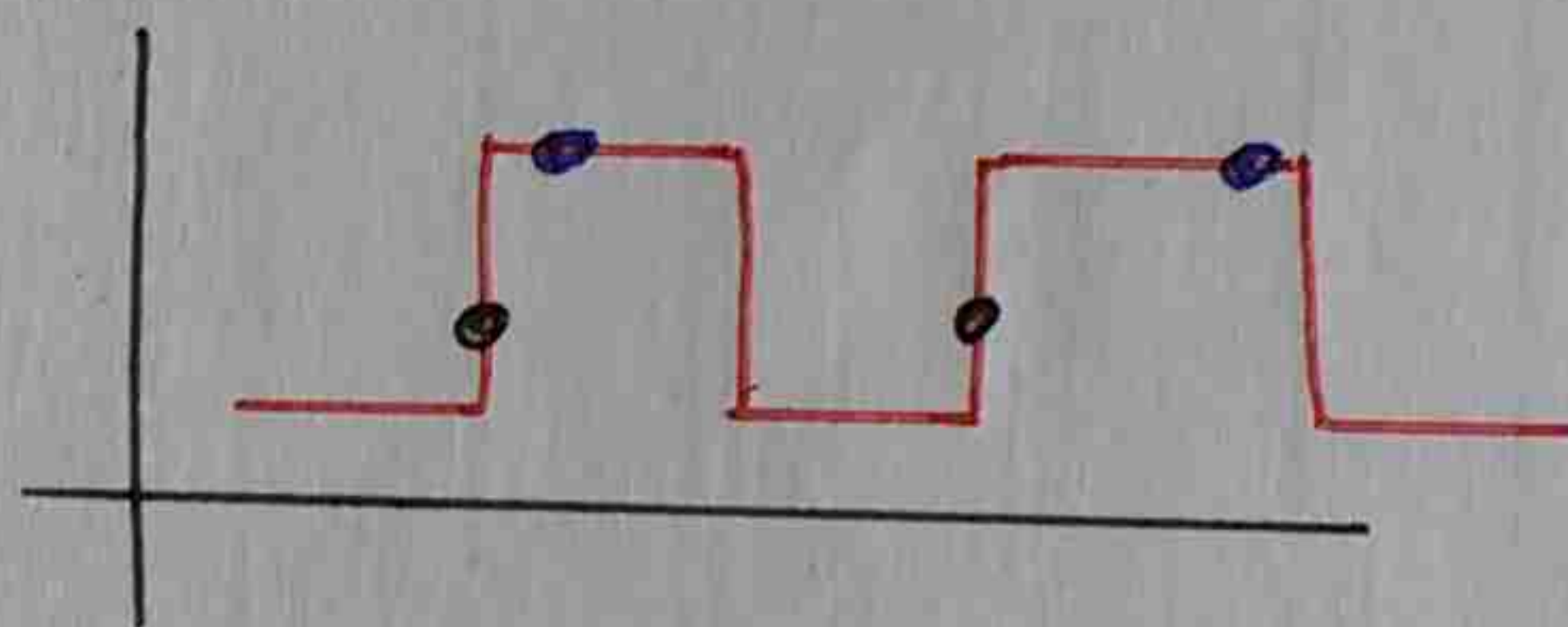
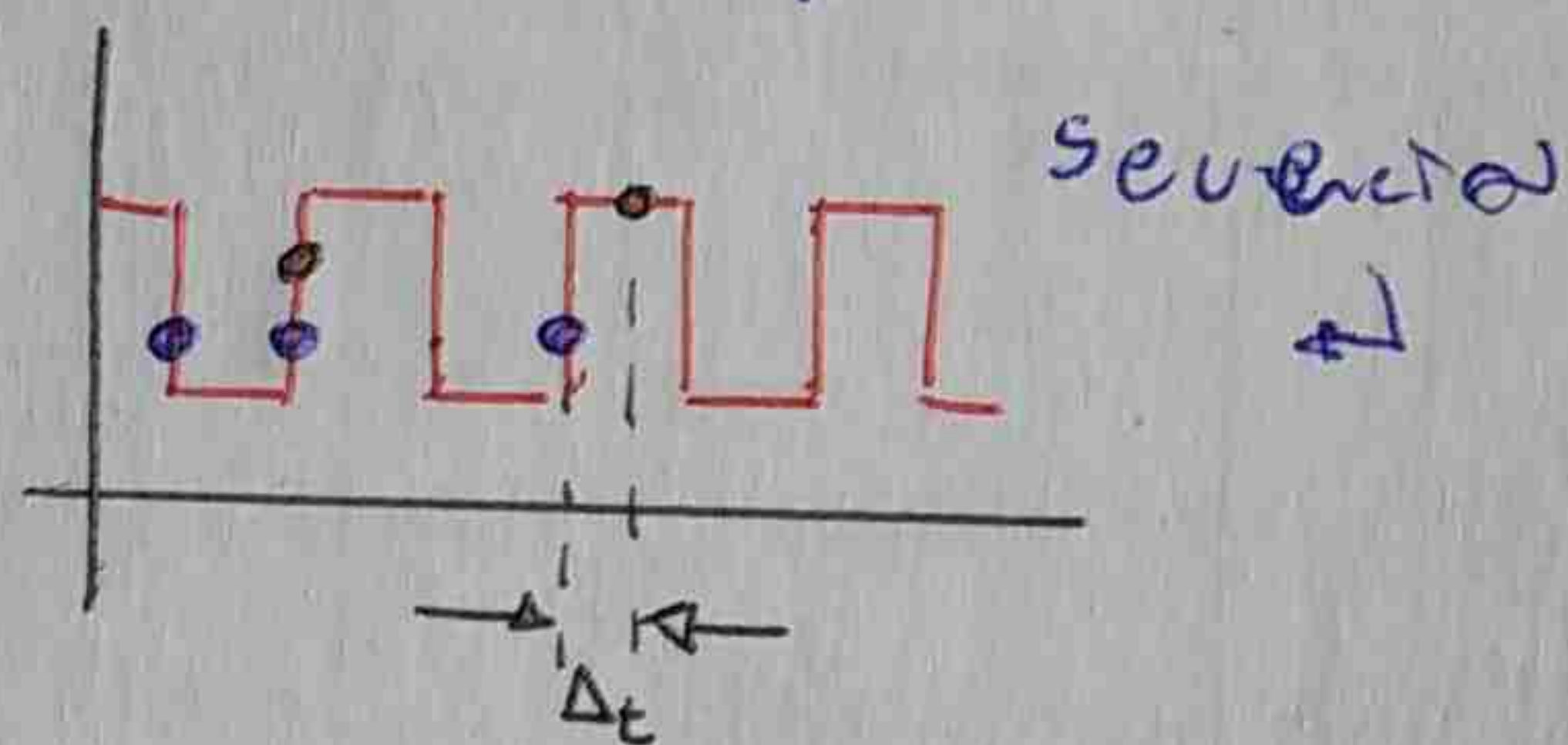
En los computadores de alta frecuencia, puede que solo tengamos pocos puntos para representarlos. Utilizamos INTERPOLACIÓN.

Lineal: Conecta 2 puntos con una línea.

Sinxi: " los puntos mediante curvas.

Muestreo en tiempo equivalente. Cuando la frec máxima de la señal excede la mitad de la máxima frec. de muestreo. Las señales deben ser repetitivas.

- muestreo secuencial: Cuando se detecta un disparo se adquiere una muestra después de un retardo muy corto Δt .

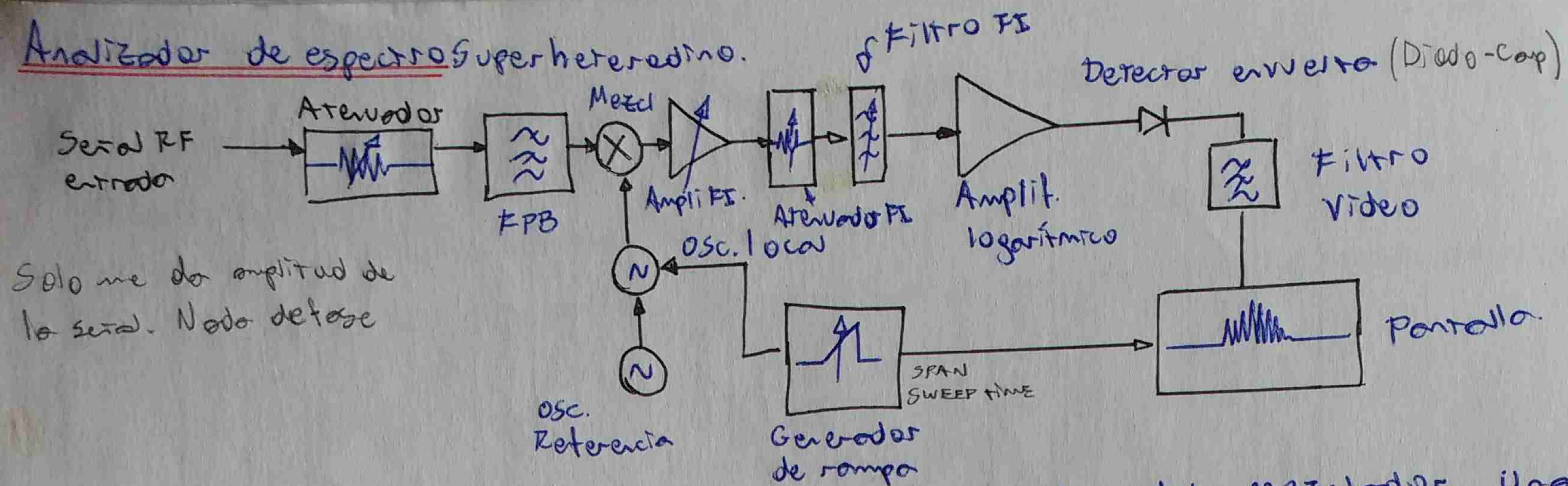


- Muestreo Aleatorio: Utiliza un reloj interno que funcione de forma asincrónica con relación a la señal de entrada.

Pre-trigger. Coloca una muestra en la memoria en la posición en la que ocurre el pre-trigger. El OAD está listo al tiempo que sucede.

Post-trigger. Cuando aparece el trigger, espera un tiempo antes de empezar a grabar.

Analizador de espectro Superheterodino.



Atenuador RF Asegura un nivel óptimo a la entrada del mezclador. Una señal grande distorsionará en las demás etapas. Una señal chica, se confunde con el piso de ruido.

Filtro pasa bajos. Bloquea los altas frecuencias que puedan generar distorsión en las sig. etapas.

Mezclador

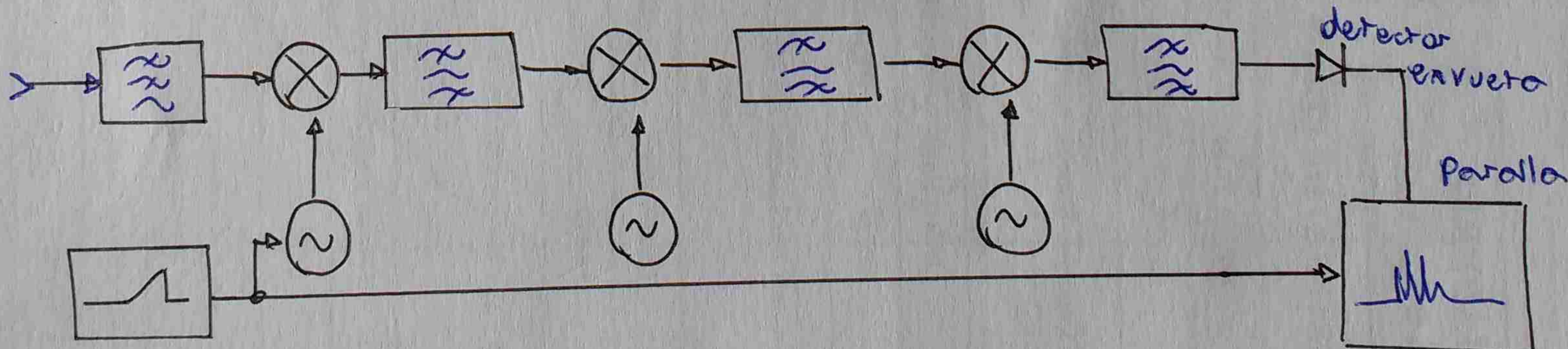
Multiplica la señal de entrada (f_{RF}) con la señal del oscilador local (f_{OL}). A la salida tenemos $f_{RF} \pm f_{OL}$. El filtro pasa bajos anterior elimina la frecuencia imagen.

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 frecuencia se realiza en dos pasos. Ajusta la frecuencia central con el Center Frequency y luego se ajusta el rango ^(SPAN) con el Control de ancho de banda. Los controles son independientes (ajusta freq. centro, no se modifica ancho). Algunos pueden poner en inicio y en fin.

En la línea superior de la pantalla tengo el valor absoluto medido o nivel de localización. (puede medir niveles absolutos o la diferencia entre niveles.)

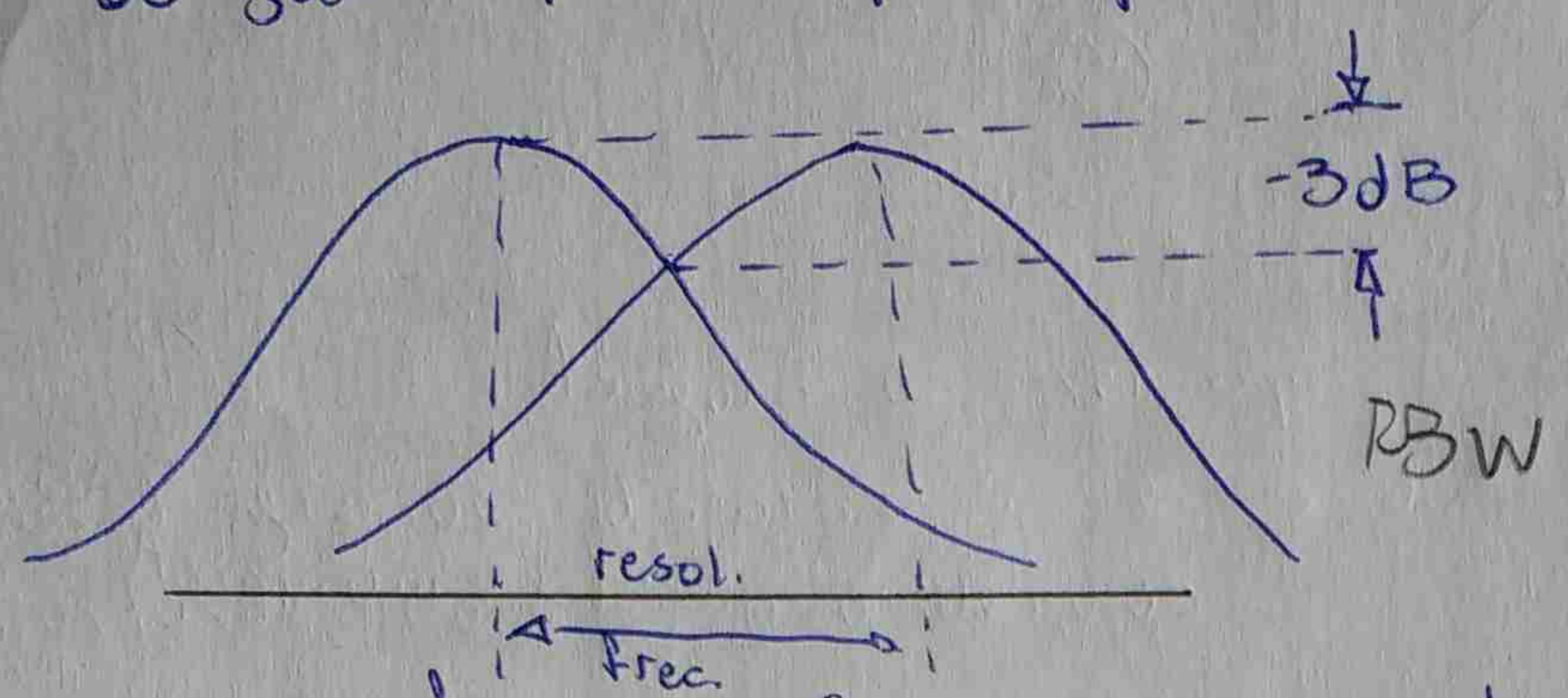
Si barreramos muy rápido perderíamos amplitud y hay un compromiso.

(8)
(8)

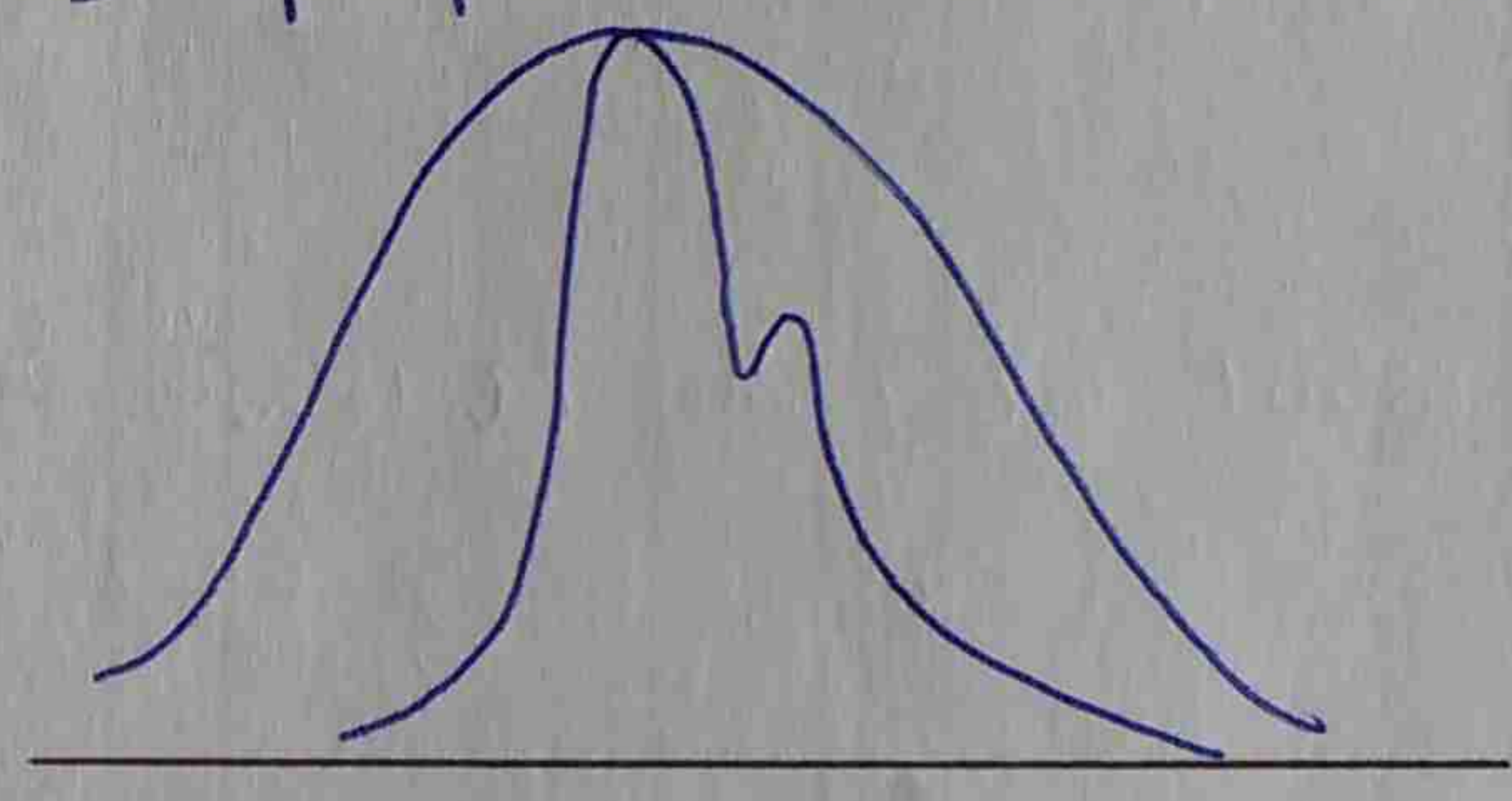
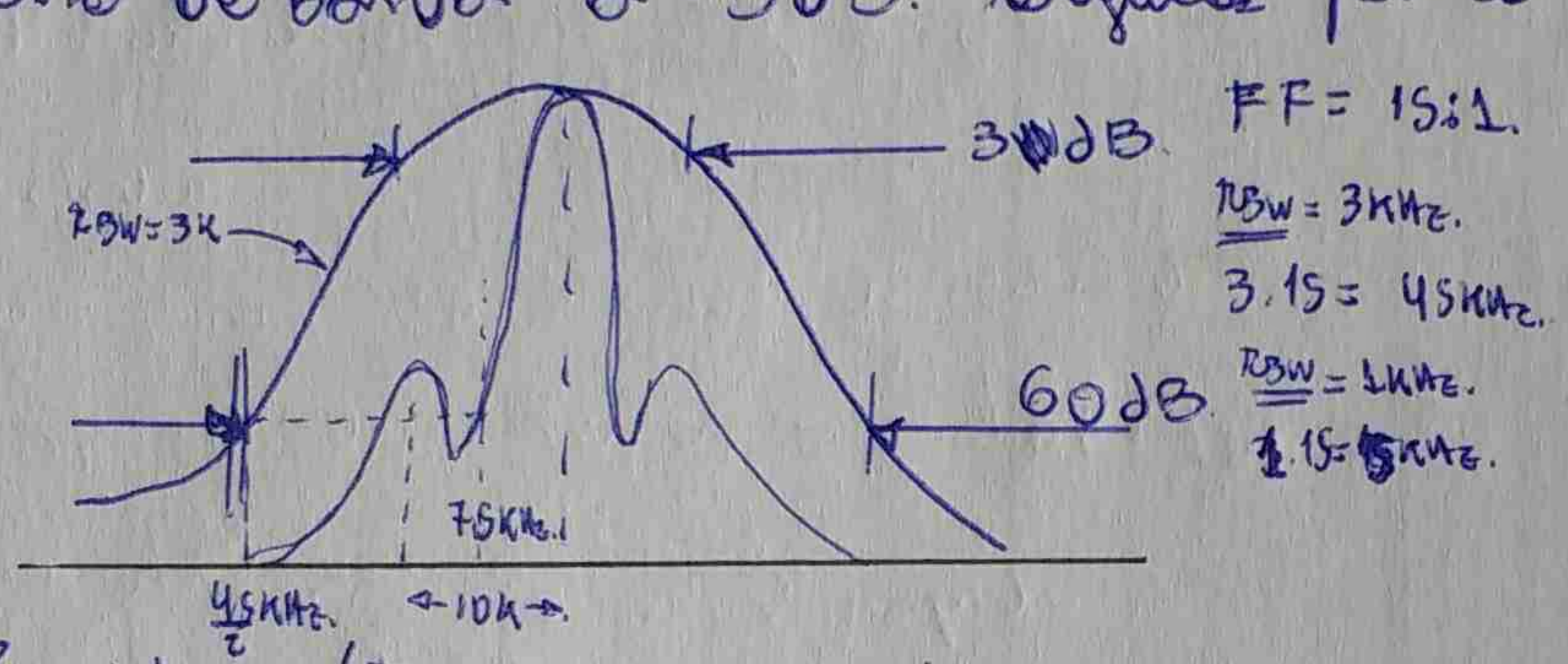
Filtros Analógicos

La resolución de frec es la cap de distinguir dos frec dist sinus. de error.

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

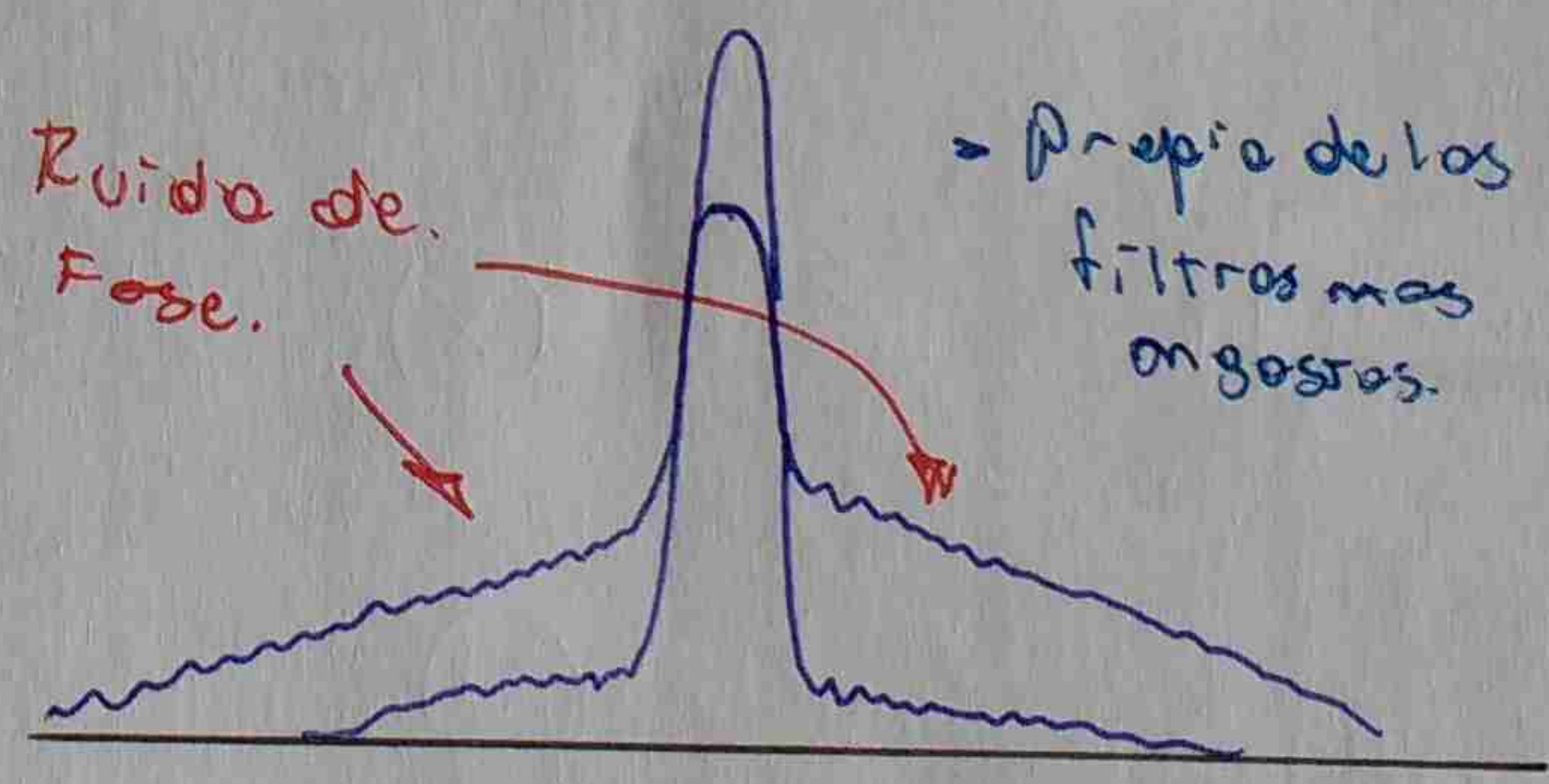
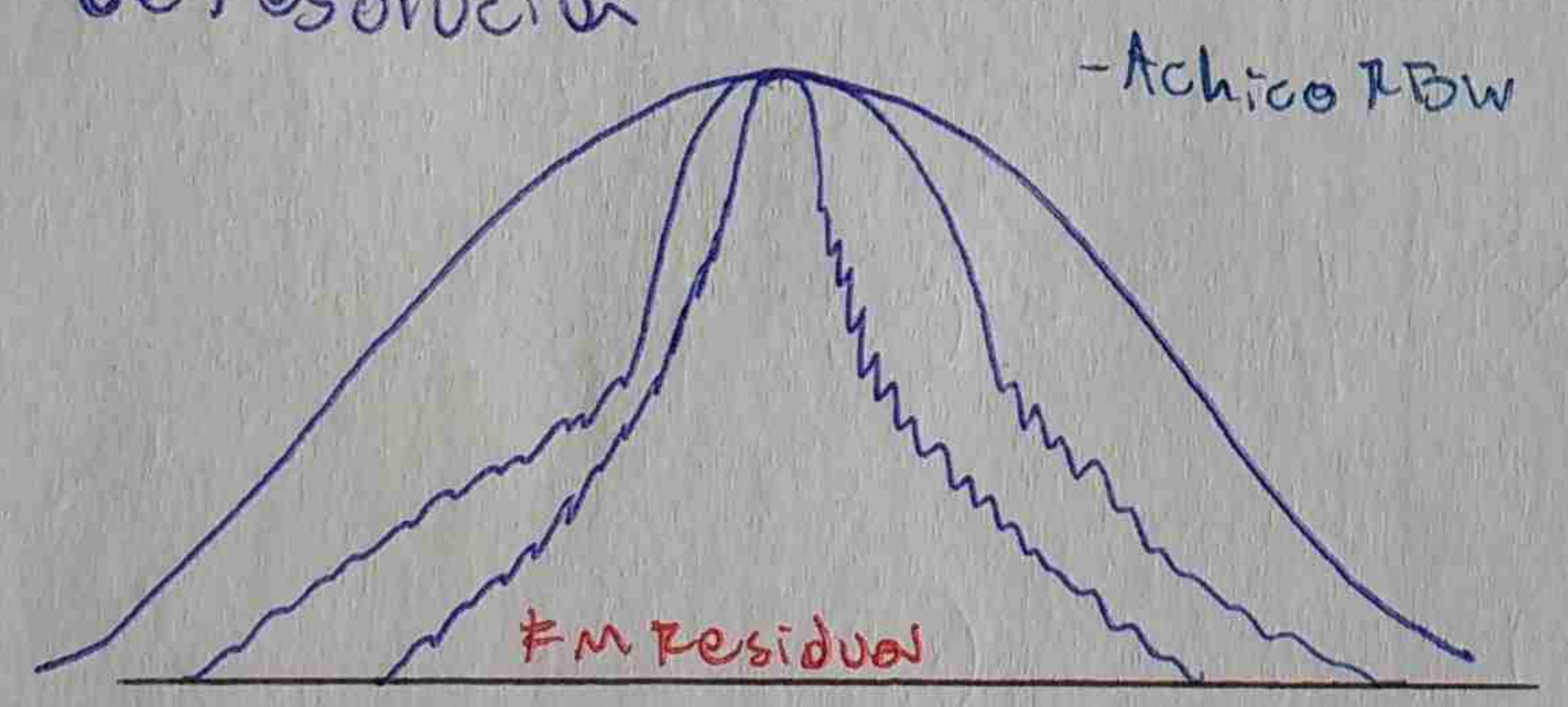


Factor de forma: Cociente entre el ancho de banda a -60dB y el ancho de banda a -3dB. Algunos fabricantes especifican la relación 60:6dB.



FM Residual: (Inestabilidad 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.

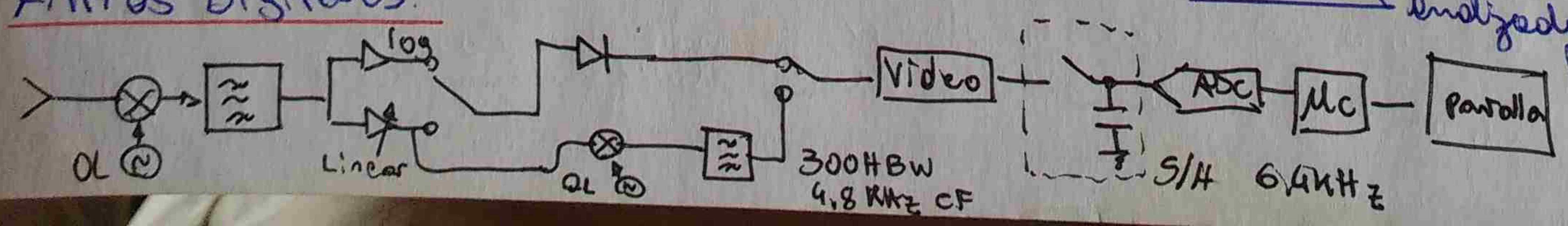


Ruido de fase.

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

Tiempo de Barrido

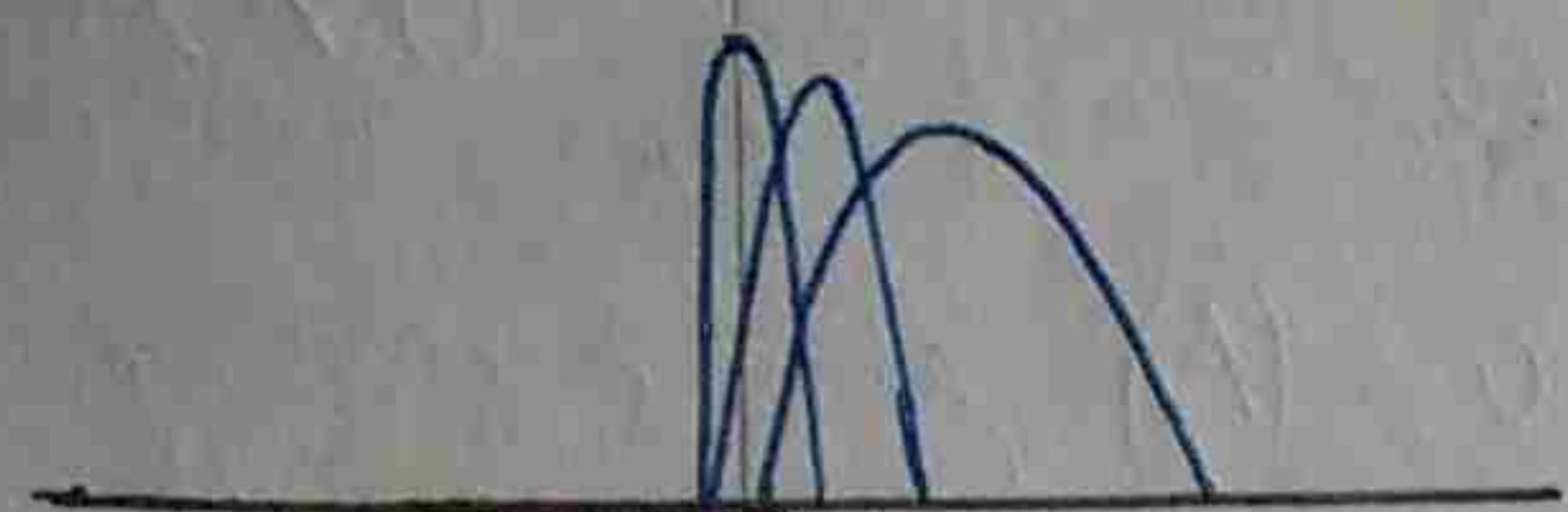
Es el tiempo que le toma al oscilador local barrer todo el rango de frecuencias que le hemos marcado, el SPAN. La señal pasa por la FFT. El analizador debe estar fijo (no mover).



Factor Forma 5:1

Si barramos muy rápido perdemos amplitud y hay un contenido.

(8')



Filtros digitales.

La señal puede presentarse, por ejemplo en bloques de 300 Hz.

Para filtros de 30 Hz disminuye un factor de 6.

" " " " es igual a los analógicos

Para señales ^{con una} ~~separadas~~ separadas diferencia de -60 dB (más que ser separadas por canales) 0.5. ancho de banda a -60 dB.

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

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

$$t_{bp} = \frac{\text{SPAN} \cdot \text{RBW}}{\text{SPAN}}$$

Filtros resolutivos Analógicos

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

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

El tiempo de subida del filtro es invers. prop. al RBW y dir. prop. a unacte K_1 .
 el t_{bp} puede ser mayor que t_r , pero nunca menor.

$$t_r = \frac{K_1}{\text{RBW}}$$

$$t_{bp} = \frac{ST \cdot \text{RBW}}{\text{SPAN}}$$

Por lo que igualando:

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

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

Filtros ~~Elect~~ Digitales

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

Detector de Envuelta

Consta de un diodo detector, una carga resistiva x un filtro pasa bajos

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:

$$ST \approx \frac{K_1 \text{SPAN}}{\text{RBW} \cdot \text{VBW}}$$

$$\text{RBW} > \text{VBW}$$

Exactitud de la frecuencia leída

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

f_{med} : Frecuencia medida.

ϵ_{OL} : Error en la base de tiempo del oscilador local.

$\% \text{SPAN}$: Porcentaje del SPAN.

$\% \text{RBW}$: Error debido al filtro elegido.

$\epsilon_{\text{res.}}$: 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.
- Atenuadores de entrada. 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.

Figura de Ruido.

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

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

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

Expresándolo 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 la entrada (ruido = kTB) -174 dBm

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

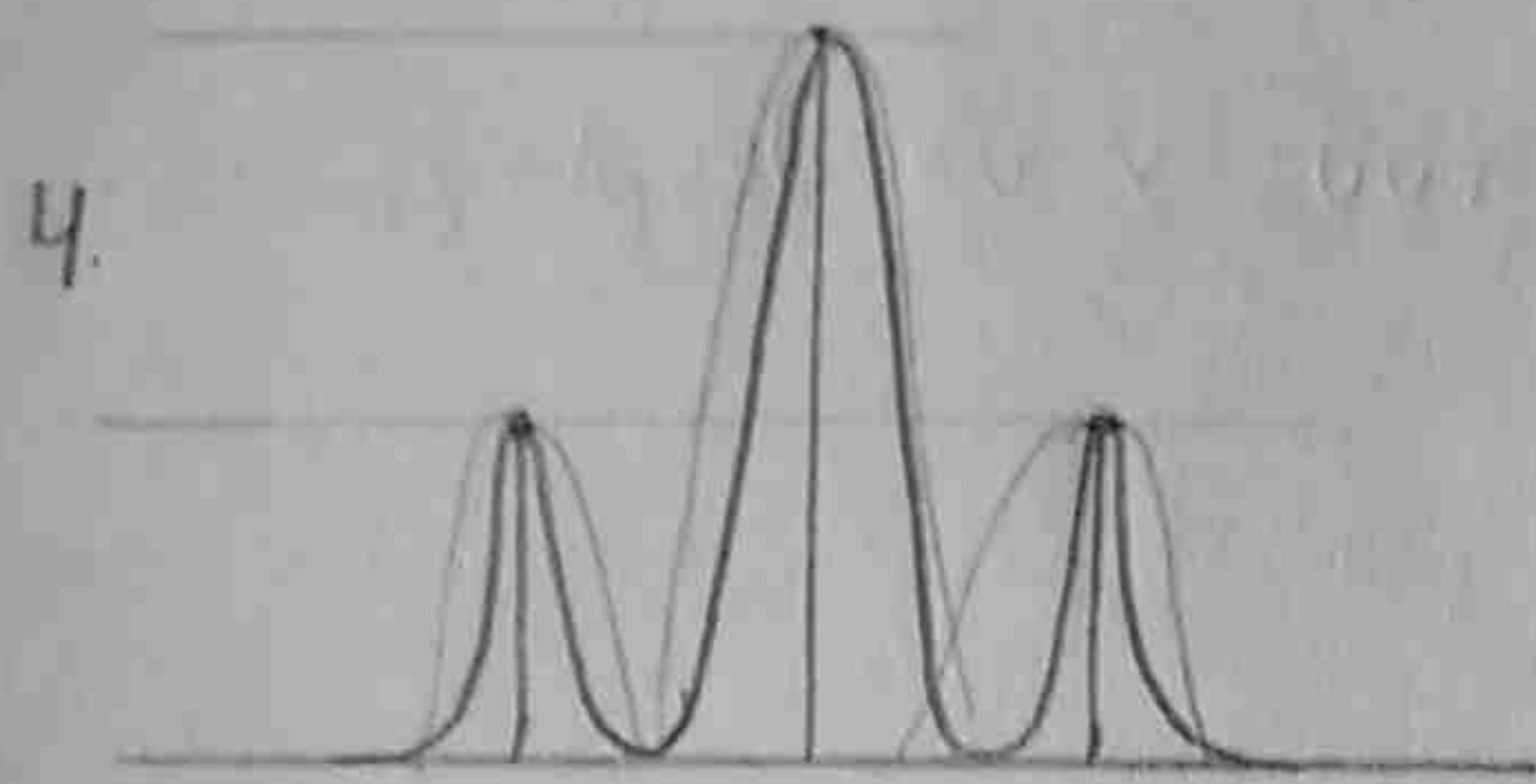
$$NF = 10 \log N_o + 174 \text{ dBm}$$

Por último obtenemos.

$$NF = \underbrace{N_o(\text{dBm})}_{\text{mido}} - 10 \log \underbrace{(RBW/1)}_{\text{para convertir a la ref donde medí los -174 dBm}} + 174 \text{ dBm}$$

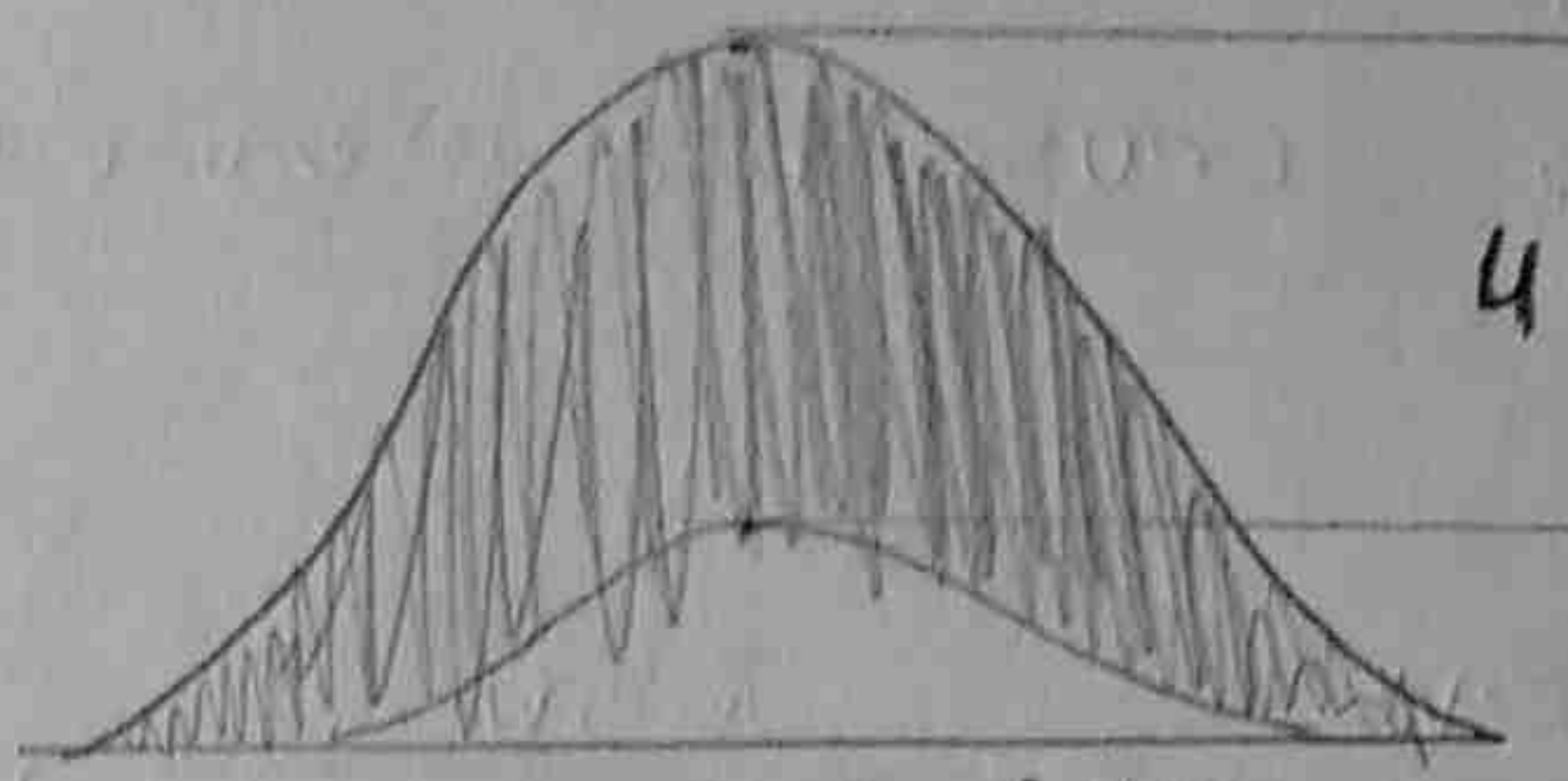
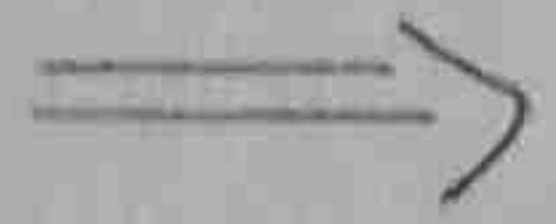
piso ruido para $\Delta f = 1 \text{ KHz}$, $Z_0 = 50 \Omega$

para convertir a la ref donde medí los -174 dBm



$RBW = 1KHz$
 $SPAN/DIV = 50KHz$

mi frecuencia central



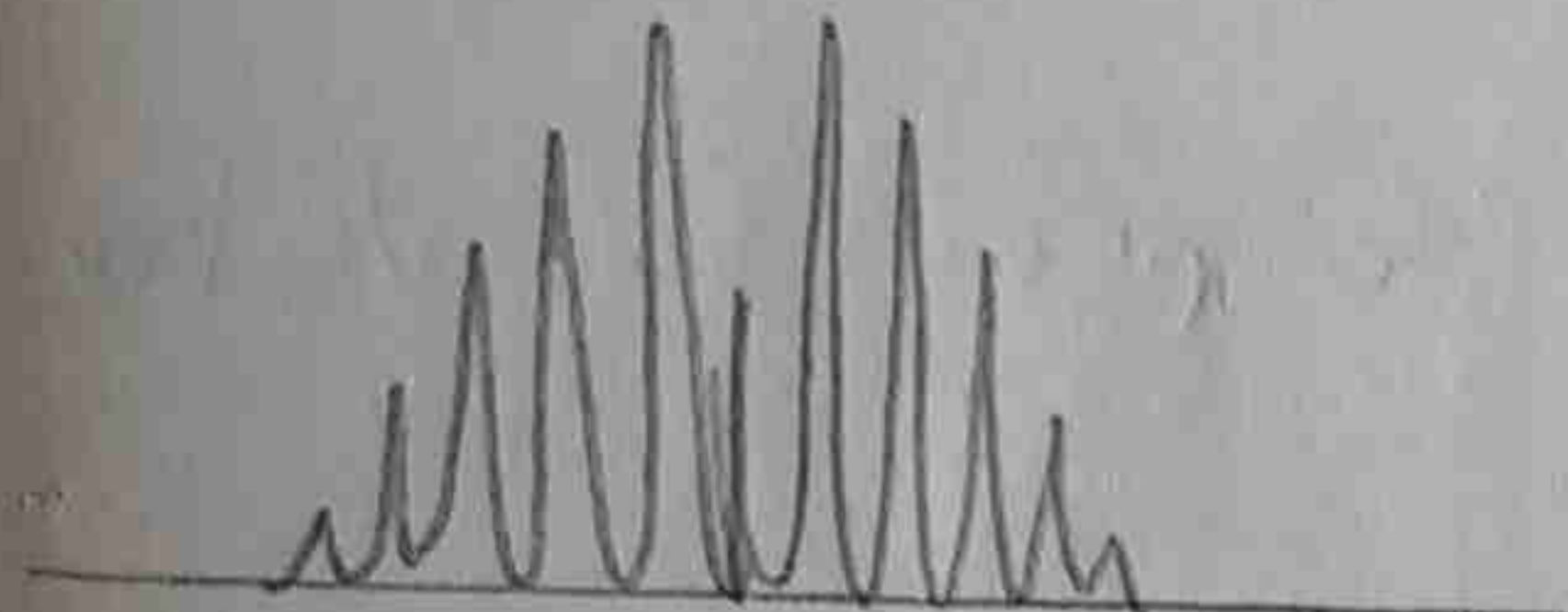
$RBW = 1MHz$ $SPAN = 50KHz/DIV$

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

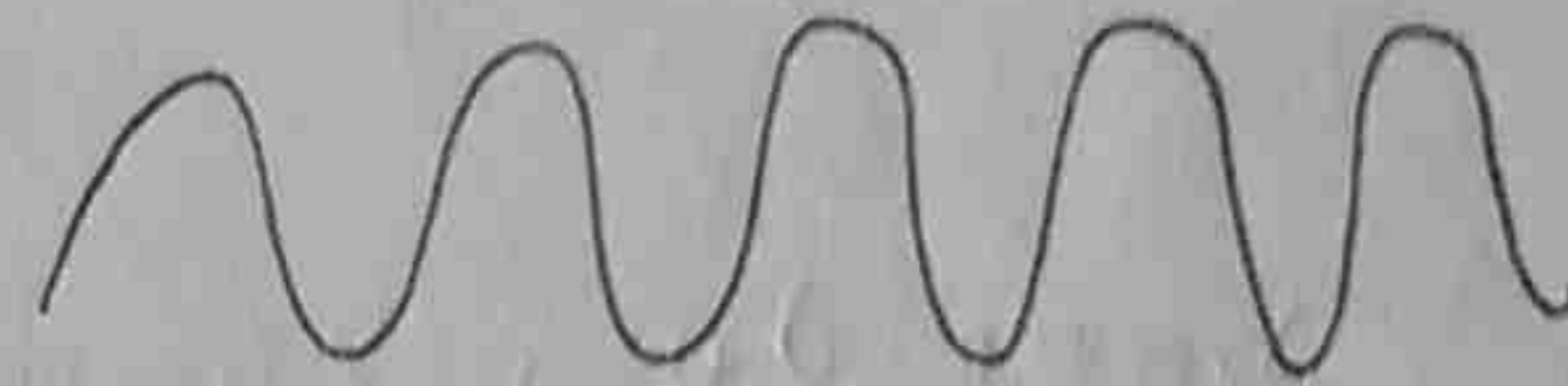


$RBW = 1MHz$
 $SPAN/DIV = 0$

Ejemplo de FM

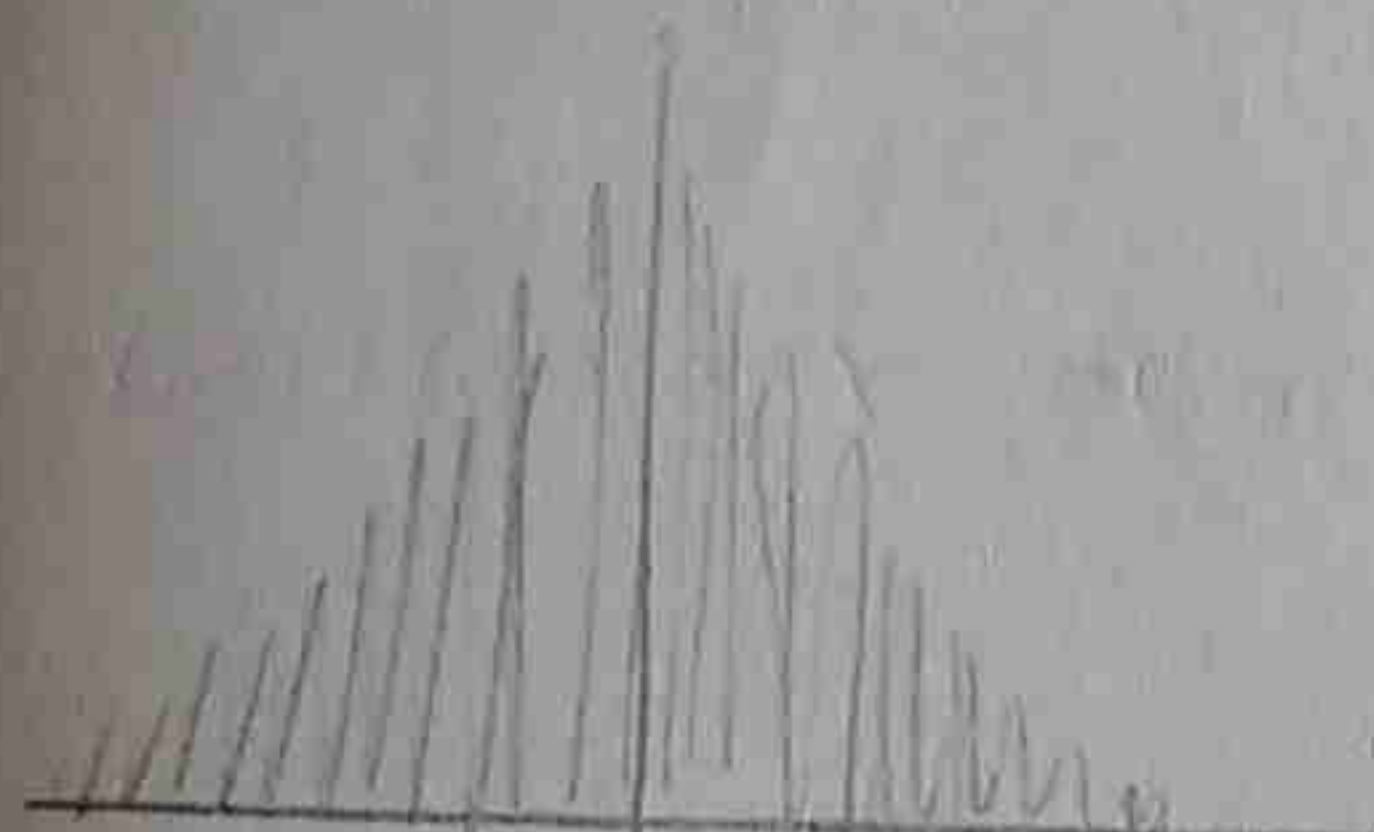


$SPAN \Rightarrow$

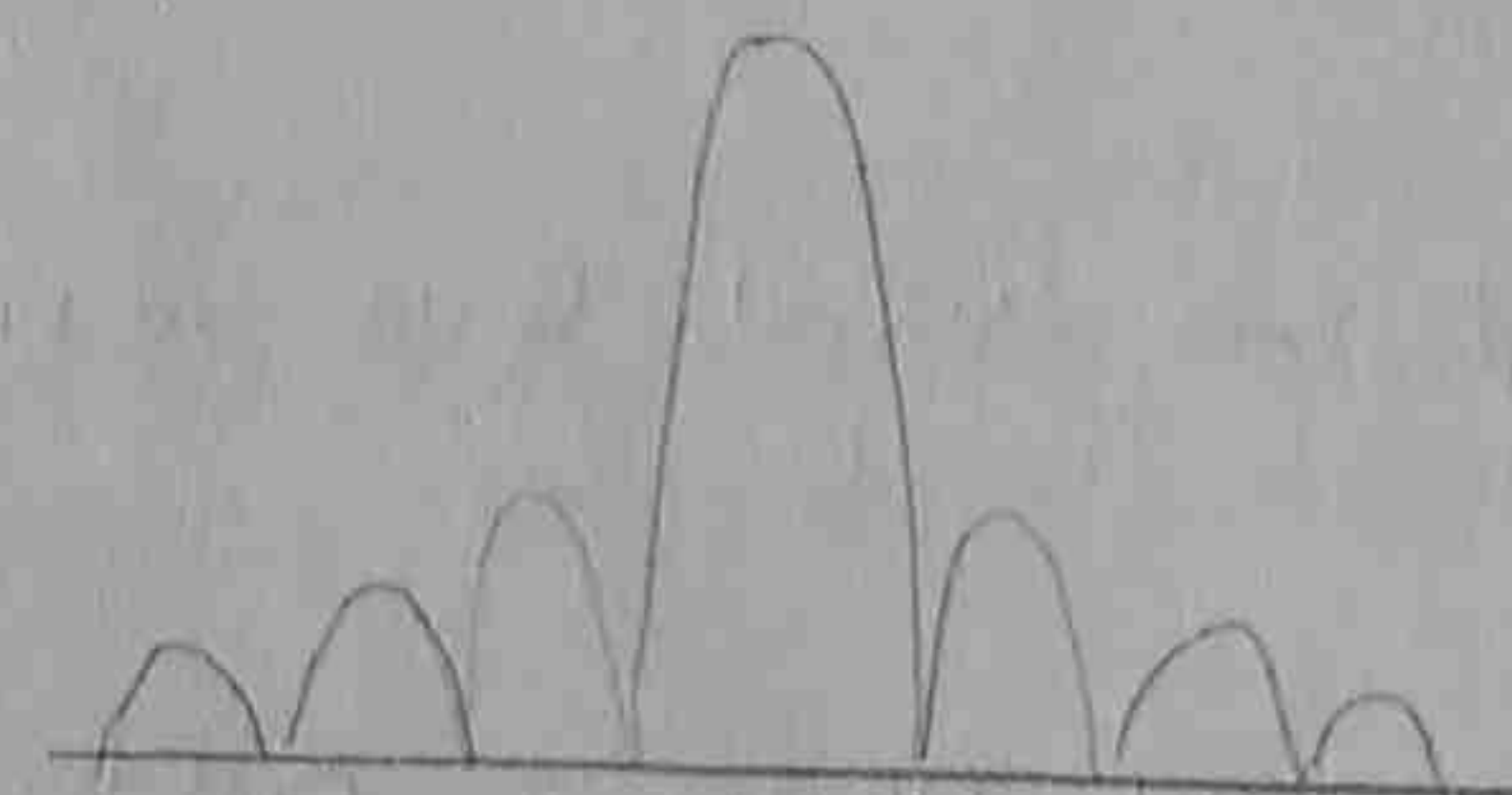


$SPAN = 0$
 $RBW = 300KHz$

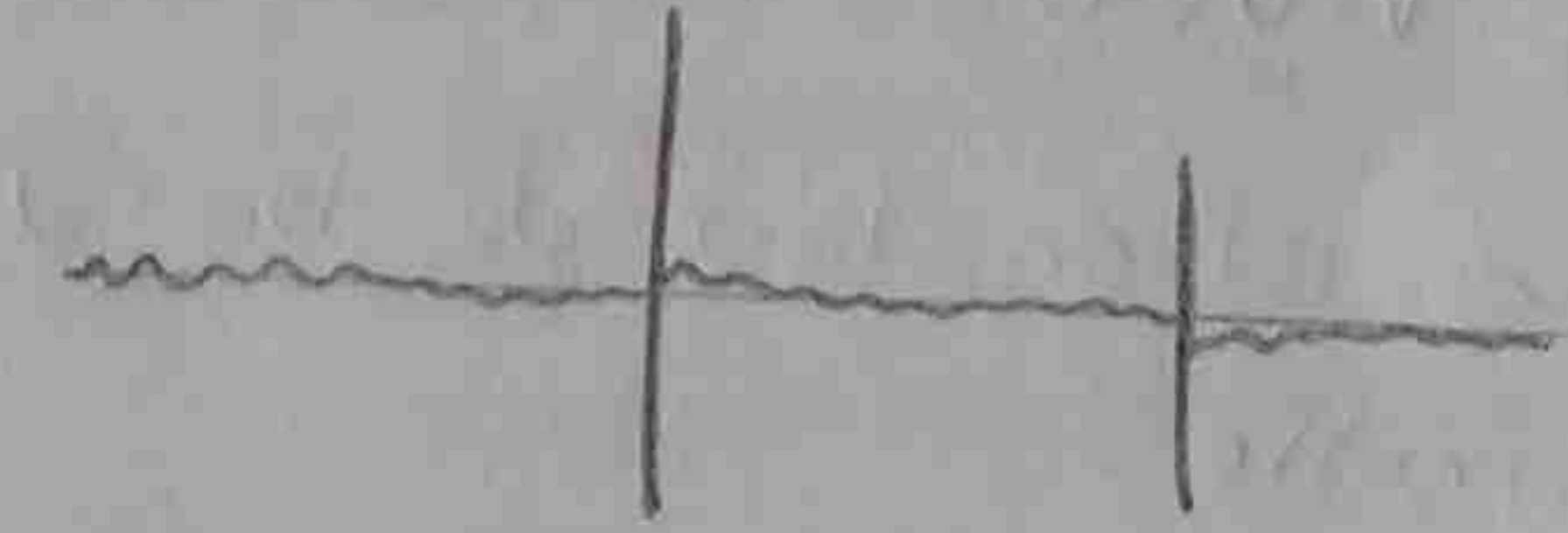
Es la señal entrando y saliendo de mi filtro F; la frec. de entrada y salida hace que la ampli. de la señal de fm capte la forma de la modulación. Lo que veo es la amplitud de la portadora ritmo de la modulación.



línea espectral
 mucho SPAN



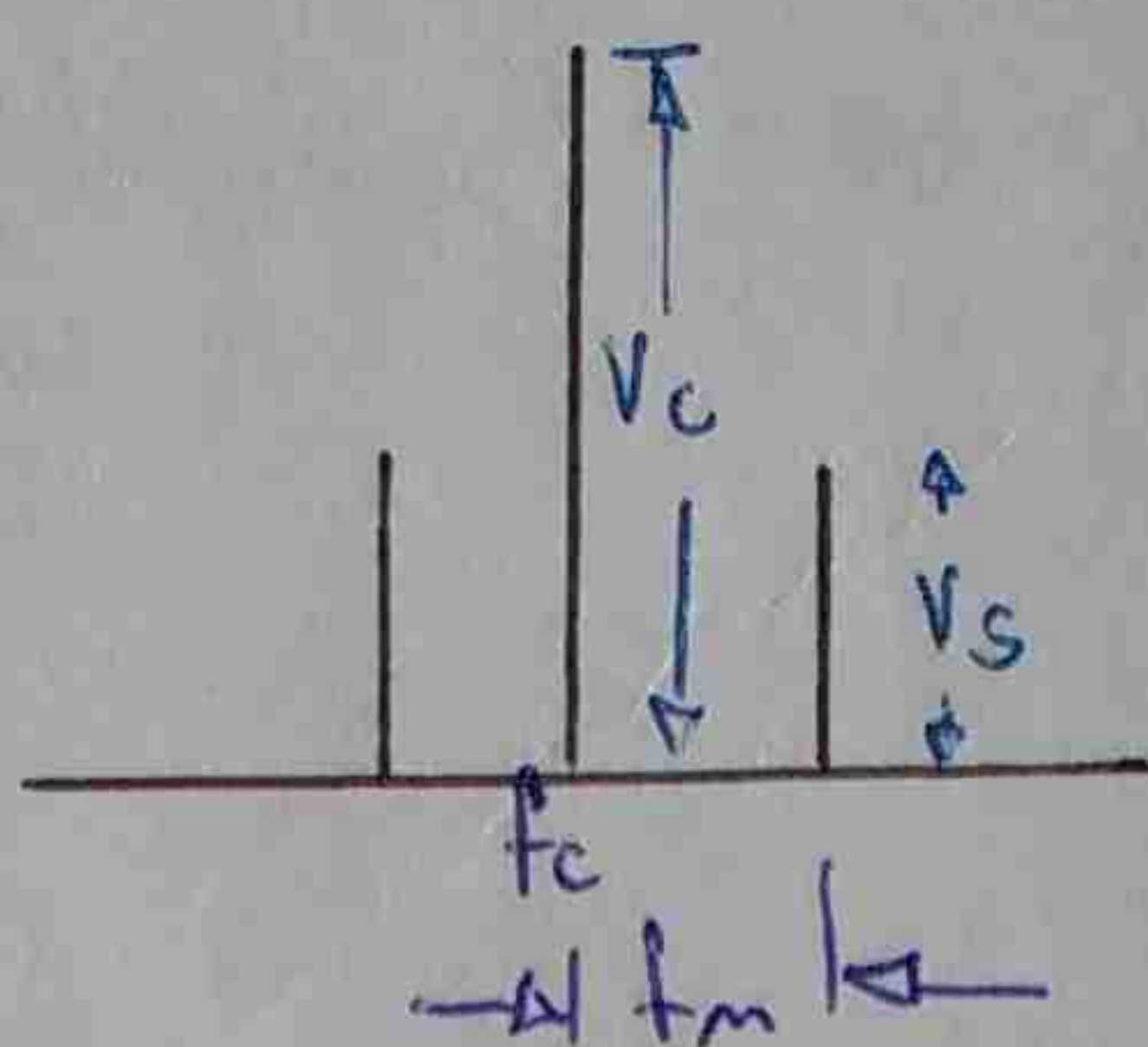
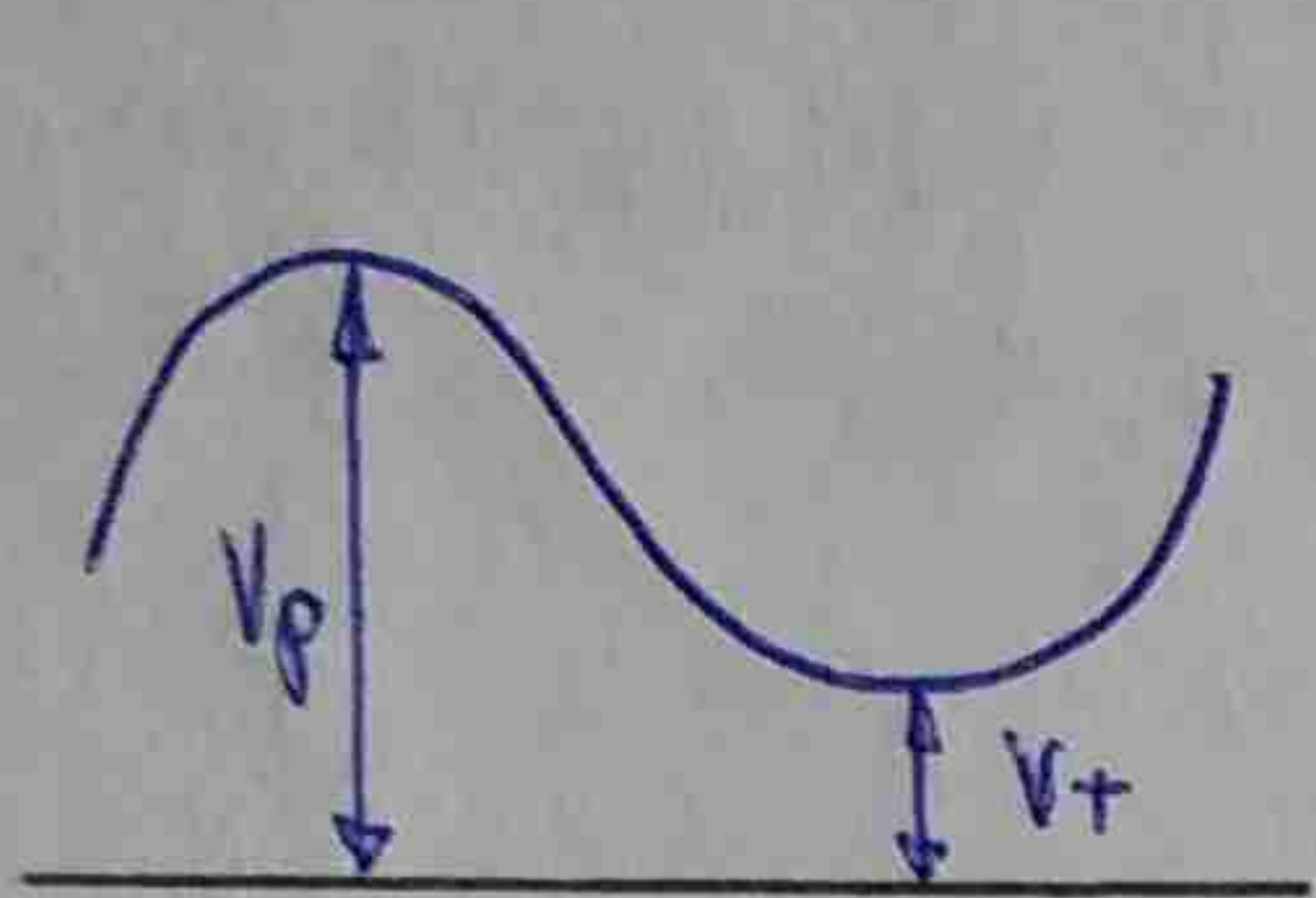
pulso espectral. $\Rightarrow$



$SPAN = 0$
 veo la amplitud del pulso

Medición de señales de AM.

Cuando el control de SPAN está en cero y el eje de las abscisas representa el tiempo. Cuando sincronizamos el analizador a la frecuencia de portadora f_c , de una señal modulada en amplitud, con una resolución al menos dos veces la frec de modulación, $RBW = 2f_m$, podemos ver la envoltura 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:

$$m = 2 \cdot 10^{\frac{A(\text{dB})}{20}}$$

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

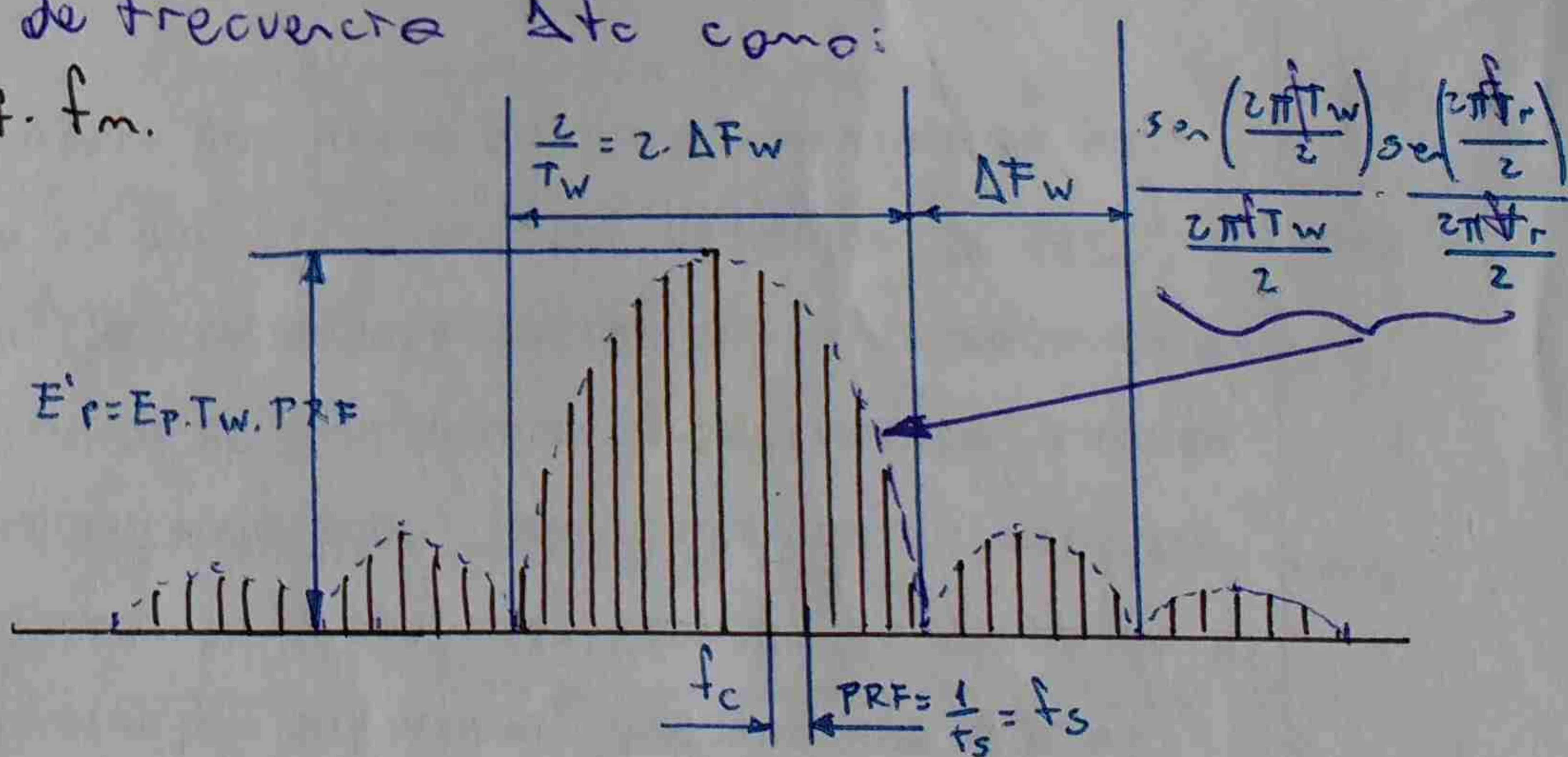
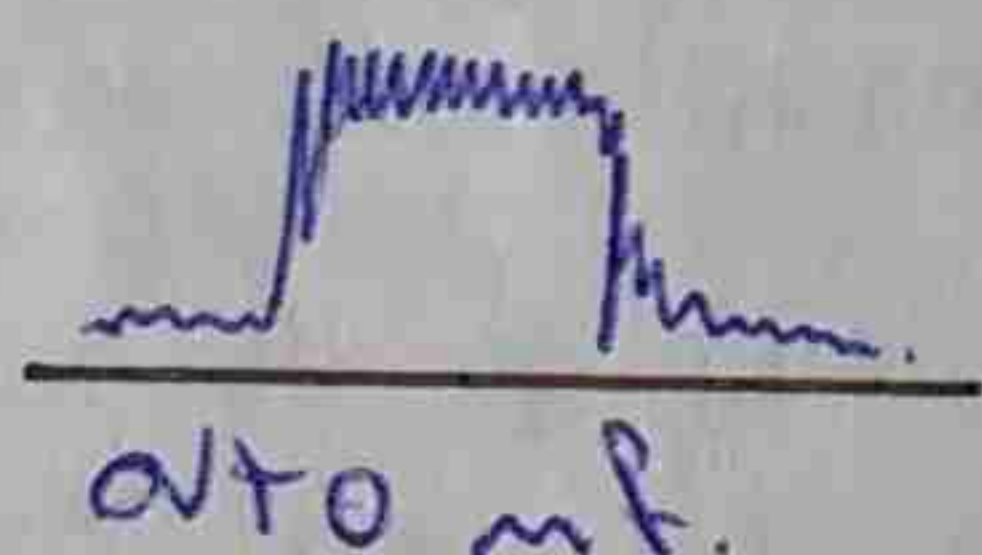
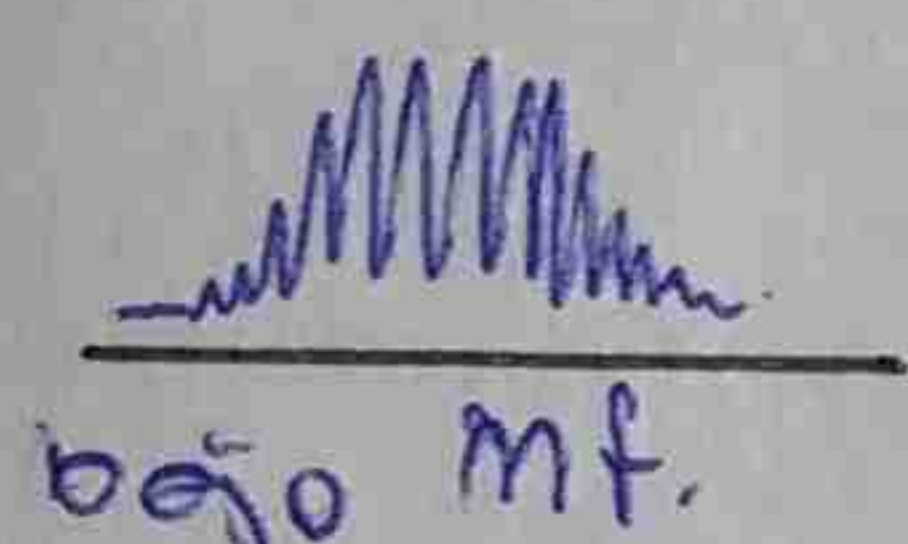
Medición de señales FM (nulos de portadora)

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

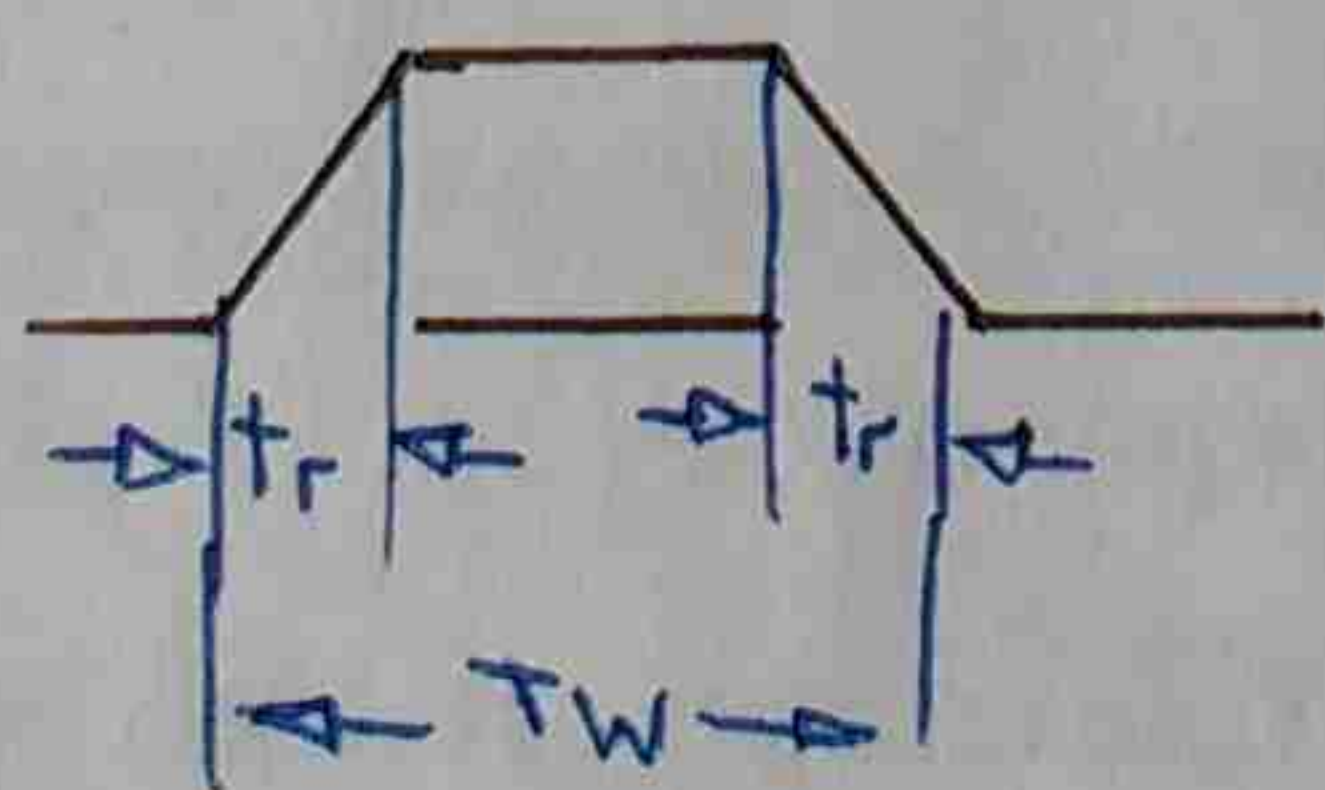
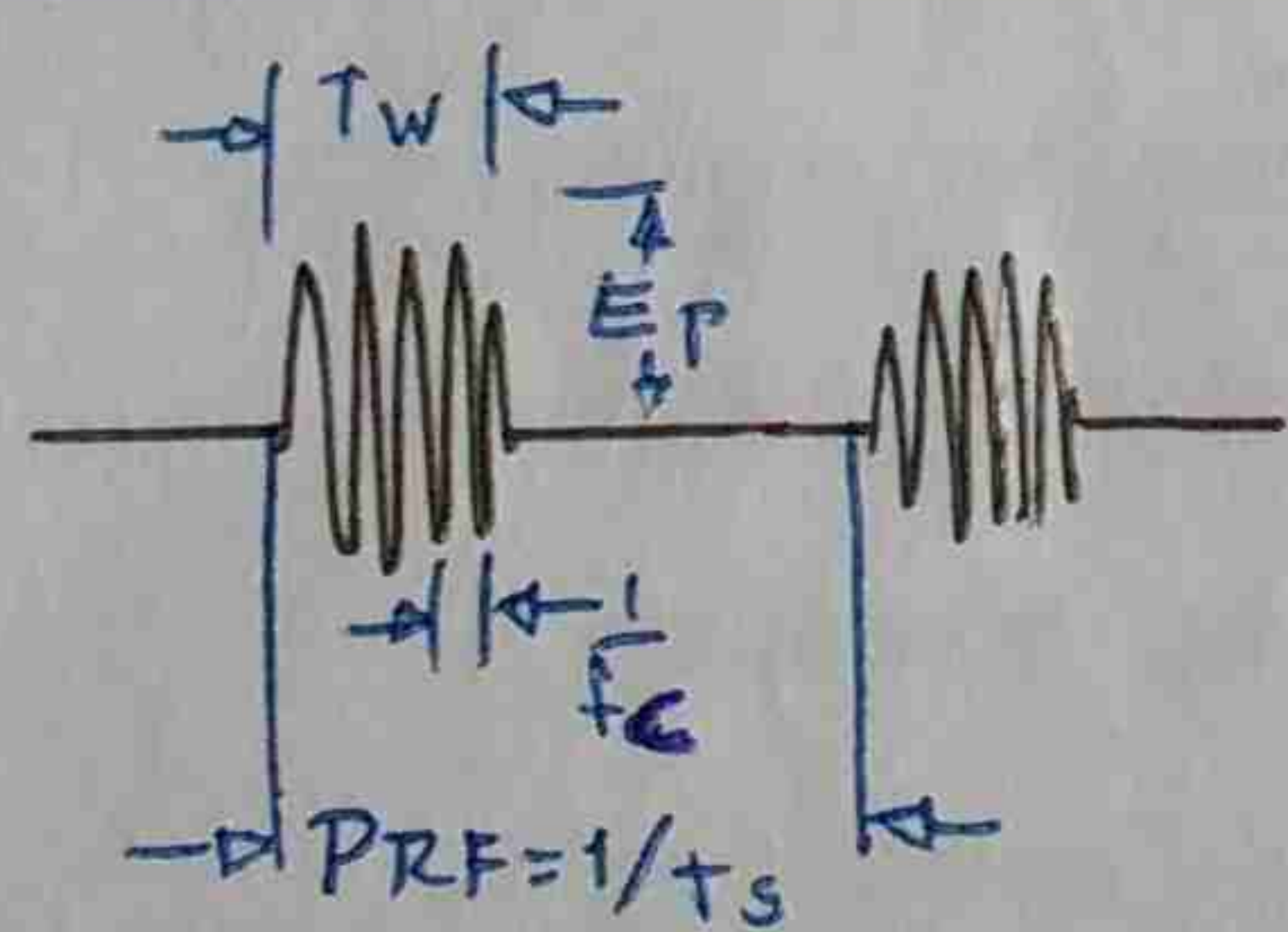
En este punto estamos en $m_f = 2.4$. Medimos la f_m , que es la frec de la portadora f_c , hasta la primera banda lateral.

Calculamos la desviación máxima de frecuencia Δf_c como:

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



Señales de AM pulsantes



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

Línea Espectral. Ocurre cuando el $RBW < PRF$

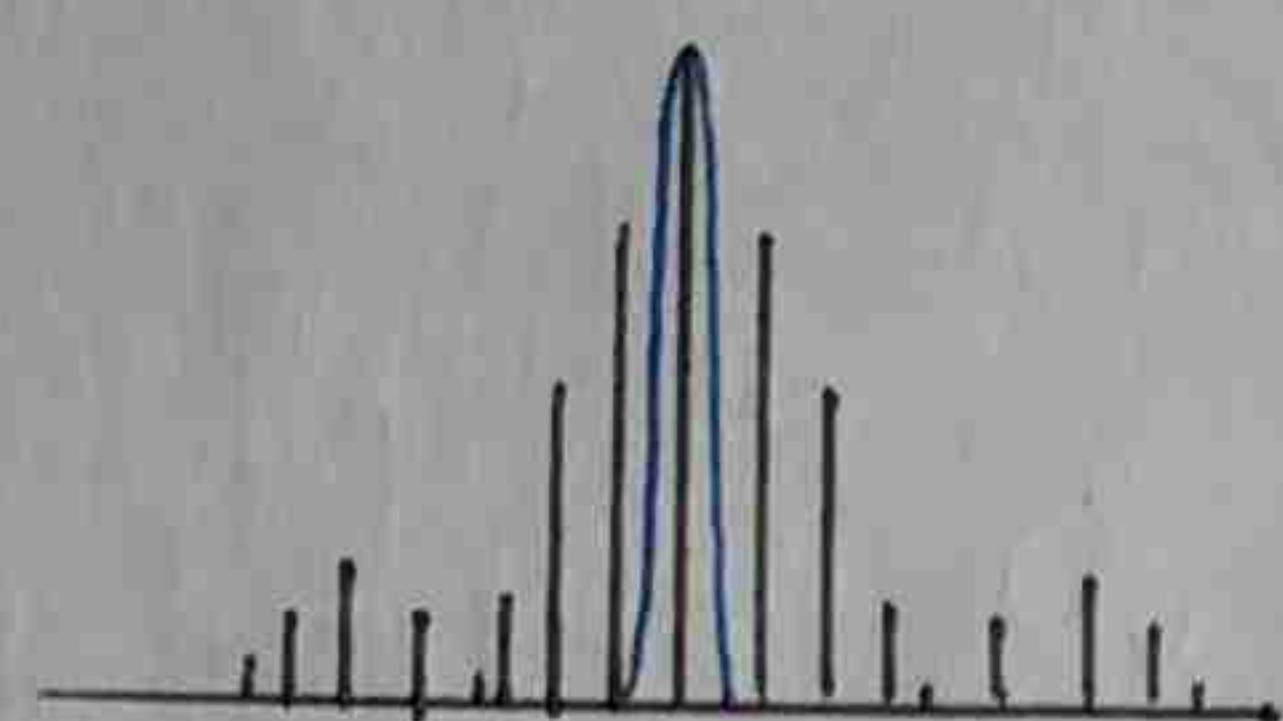
Tenemos que asegurarnos que:

- El PRF medido no cambia al variar ST.

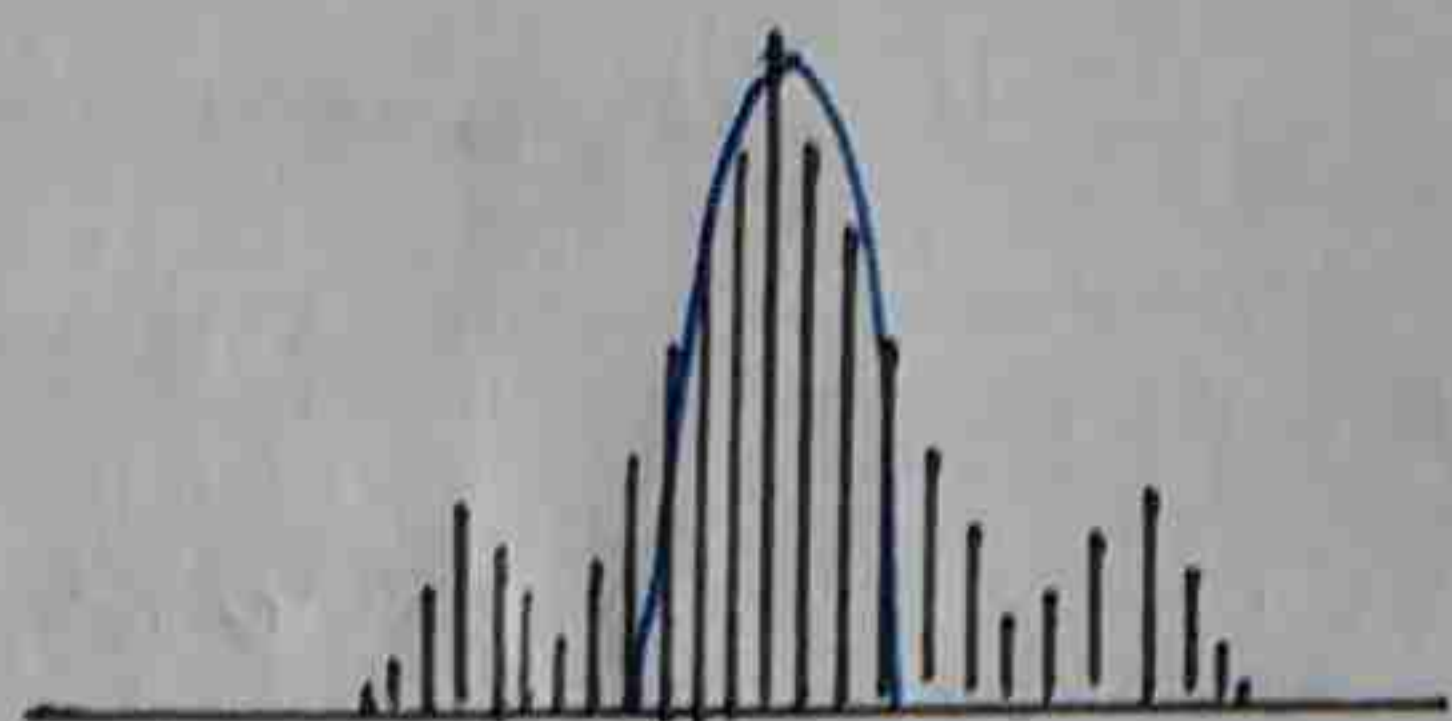
- La amplitud de las líneas mostradas no cambia al cambiar RBW.

Pulso espectral Ocurre cuando $RBW > PRF$.

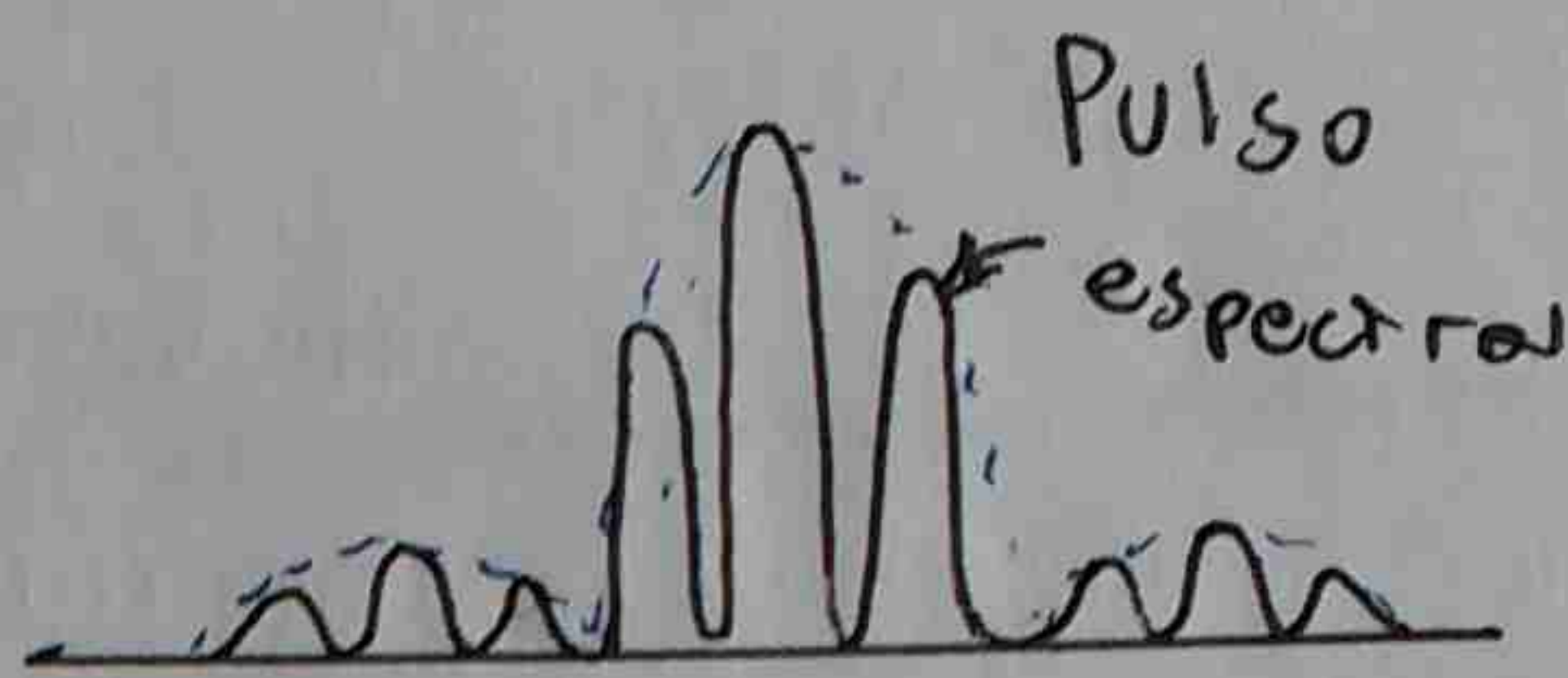
El analizador no puede resolver cada componente espectral porque caen dos o más dentro del RBW.



$RBW < PRF$
Línea Espectral



$RBW > PRF$
Pulso espectral



Pulso espectral
en la q^{da} atrás
hay más !!

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

$RBW > PRF$: estamos en pulso espectral.

ANALIZADOR FFT

Operación FFT. Está limitada al uso de señales discretas.

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

- Cantidad 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 frec más baja es $\frac{1}{TR}$, la más alta será

$$f_{max} = \frac{N}{2} \cdot \frac{1}{TR}$$

$$0 \rightarrow \frac{1}{TR} \rightarrow \dots \rightarrow f_s/2$$

Como N es 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 pérdida del filtro antialias no es perfecta, debemos muestrear a f_s 2, 5 o 4 veces f_{max} .

Filtro de diezado para obtener un RBW menor. Luego N muestras tomadas como si f_s menor. Si f_s menor, mejora RBW (diezado).

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 espectral. Para solucionar esto multiplicamos los muestros por una ventana.

Hanning Compensar Gauss. Introduce una menor máxima de amplitud de todo. erickofuga especial.

Uniforme. Es la rectangular

flat-top. Parte central plana. Reducimos la atenuación máxima pero perdemos resolución. Error de 0.1dB ± 100 cc

Ventana exponencial. Para transitorios. que decaen en forma exponencial.

~~Mediciones~~

Mediciones en el tiempo

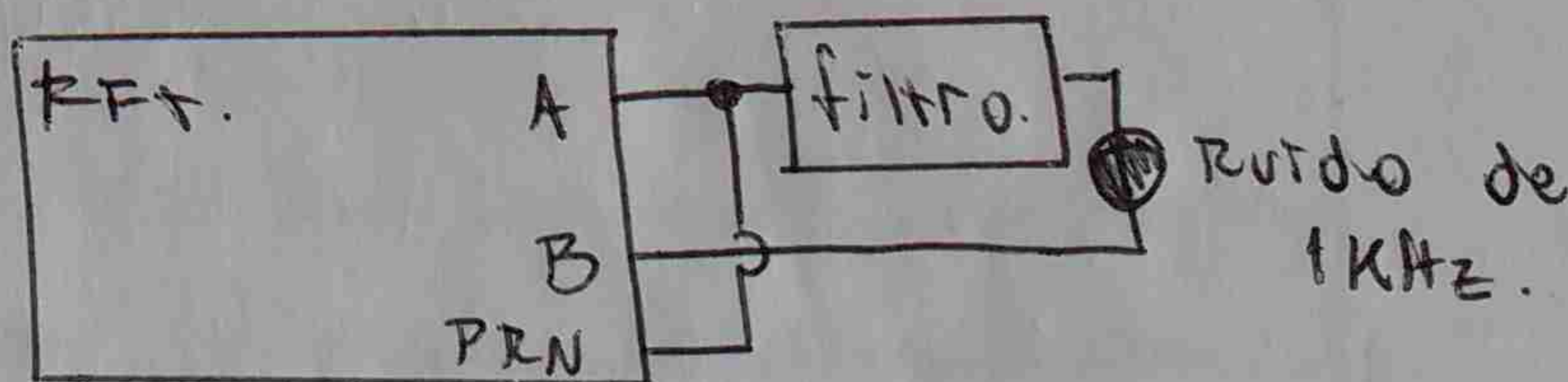
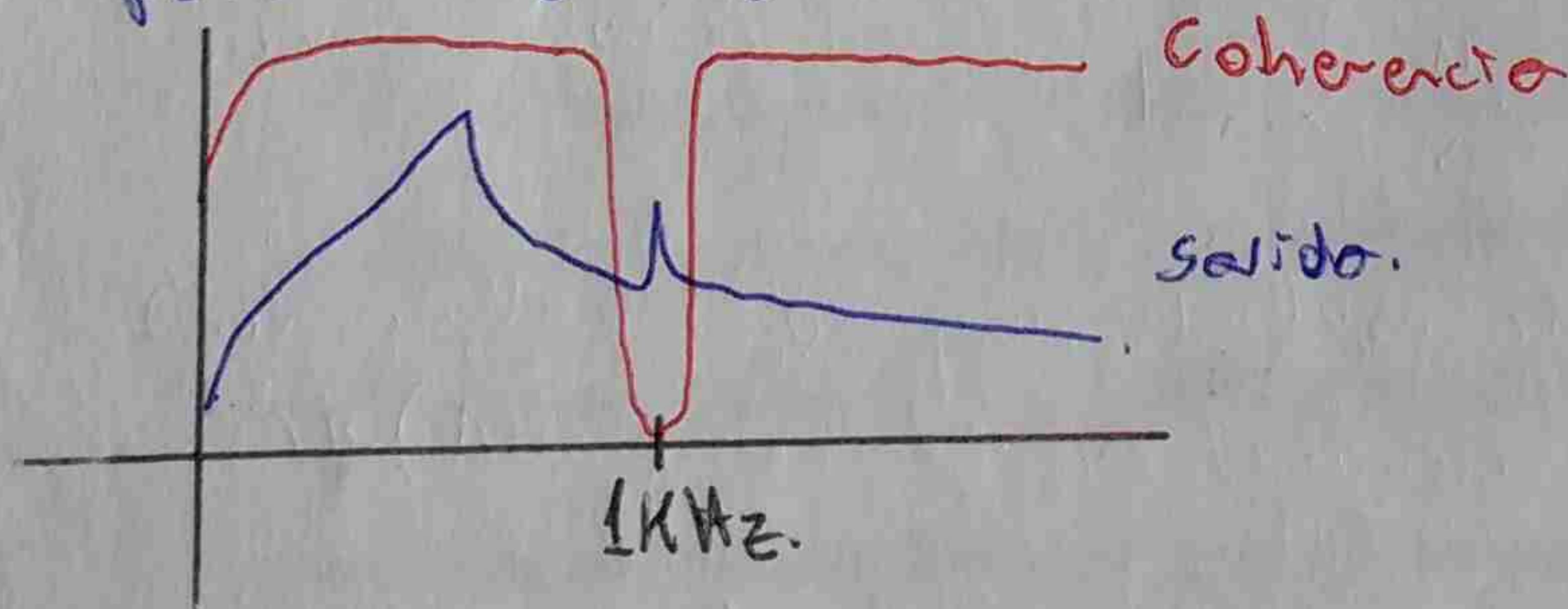
Correlación: Multiplico las señales en un intervalo y sumo todos los productos. Si no hay desfase (señales iguales) el número es grande entre mas desfase exista menor es el valor.

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

Correlación cruzada Entre dos señales distintas.

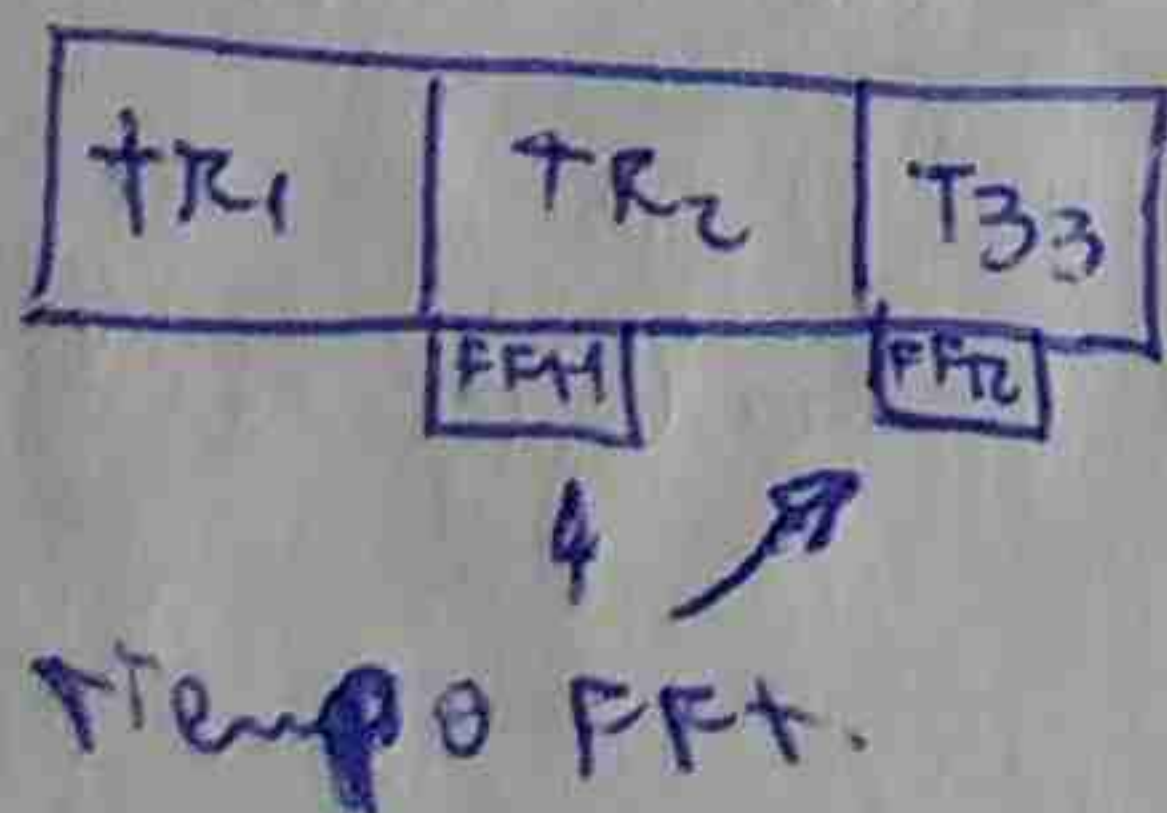
Mediciones en la frecuencia

Coherencia: Indica cuanto de la potencia en la salida es provocada por la potencia del estímulo.



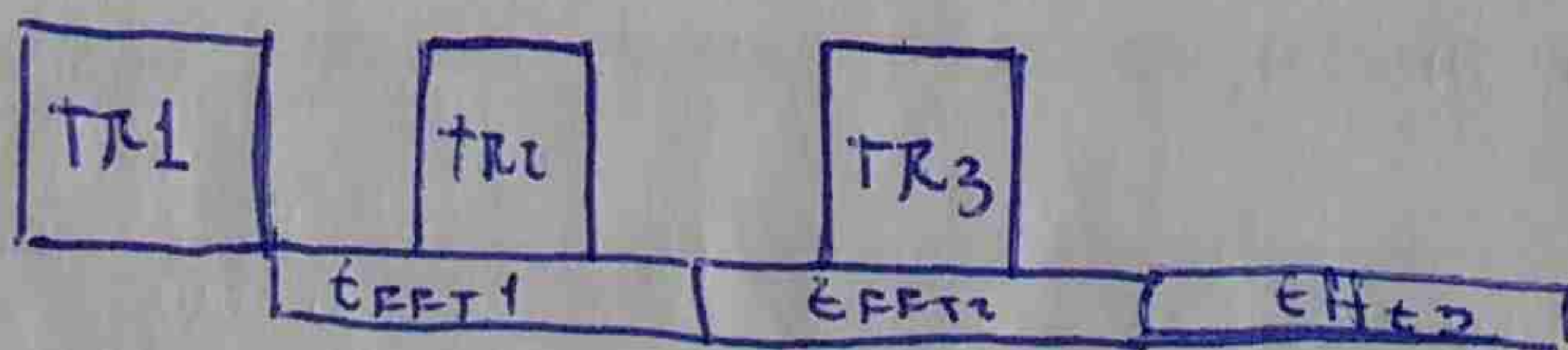
Analizador No en Tiempo Real

$$t_{FFT} < TR$$

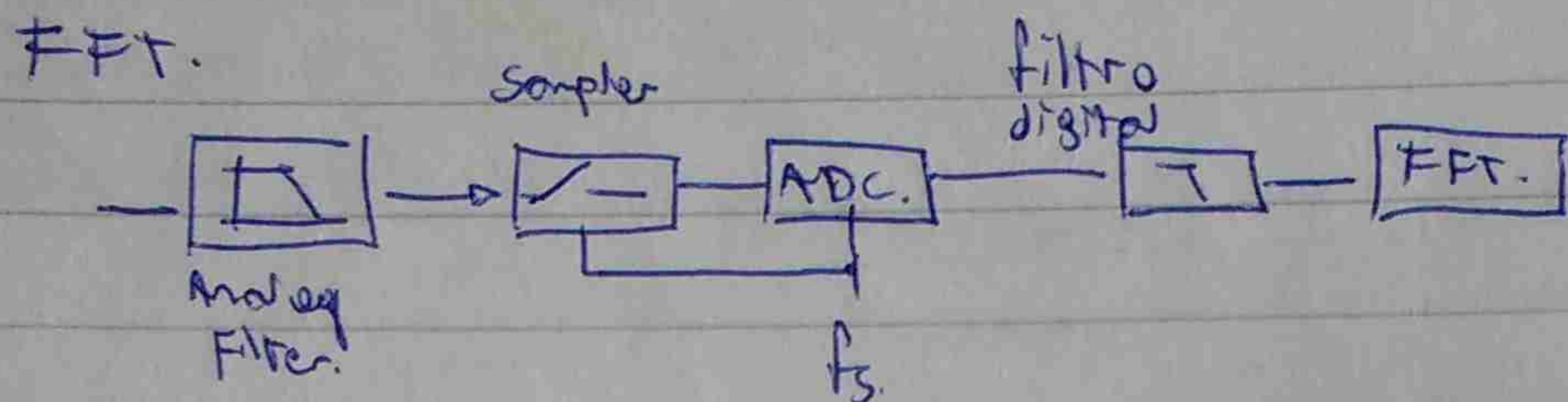


Analizador No en Tiempo Real

$$t_{FFT} > TR$$



El TR varía para cambiar el rango de frecuencia para SPAN amplios TR corto para frecuencias de SPAN para el ancho del RTBW el analizador no puede ningún dato.



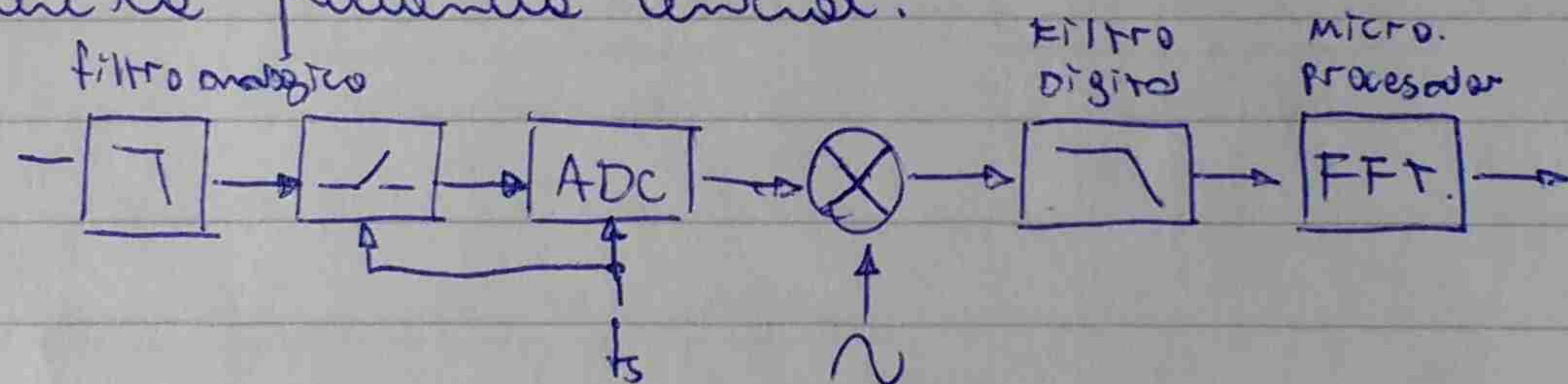
El filtro analógico previene distorsiones en su paso de frecuencias más altas, suprimiendo fs .

En la entrada del filtro digital tenemos BW y al salir tenemos BW/n . Donde n es el factor de decimado, siendo n un número entero.

El filtro digital por decimas decrece simultáneamente el ancho de banda de la señal y el número de muestras.

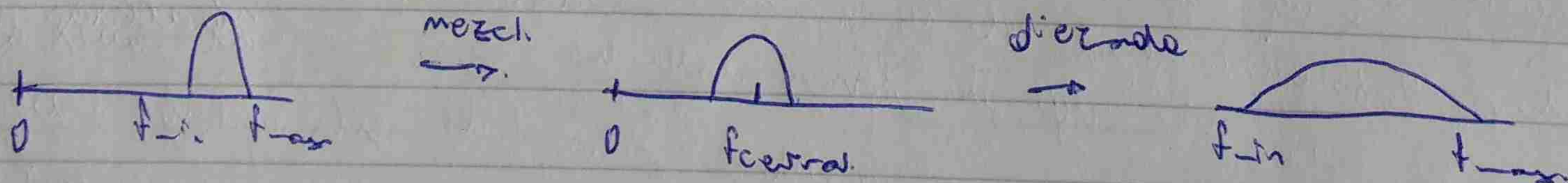
Análisis seleccionable de banda

Permite reducir el rango de frecuencias mientras 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 ocurre en un analizador de espectro de banda.

El desplazamiento de la f_{info} al comienzo del registro se hace con el mezclador digital, desmenuzando la frecuencia con el decimado.



REFLECTOMETRÍA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

Nos permite saber algunos parámetros de una línea de transmisión (Longitud, Introducimos una señal cuadrada que tipo de carga hay conectado en su extremo). de muy corto tiempo de subida y visualizamos en un osc. la onda que incide en la LT y la que se refleja.

Desadaptación de LT. $Z_L \neq Z_0$

Coefficiente de reflexión

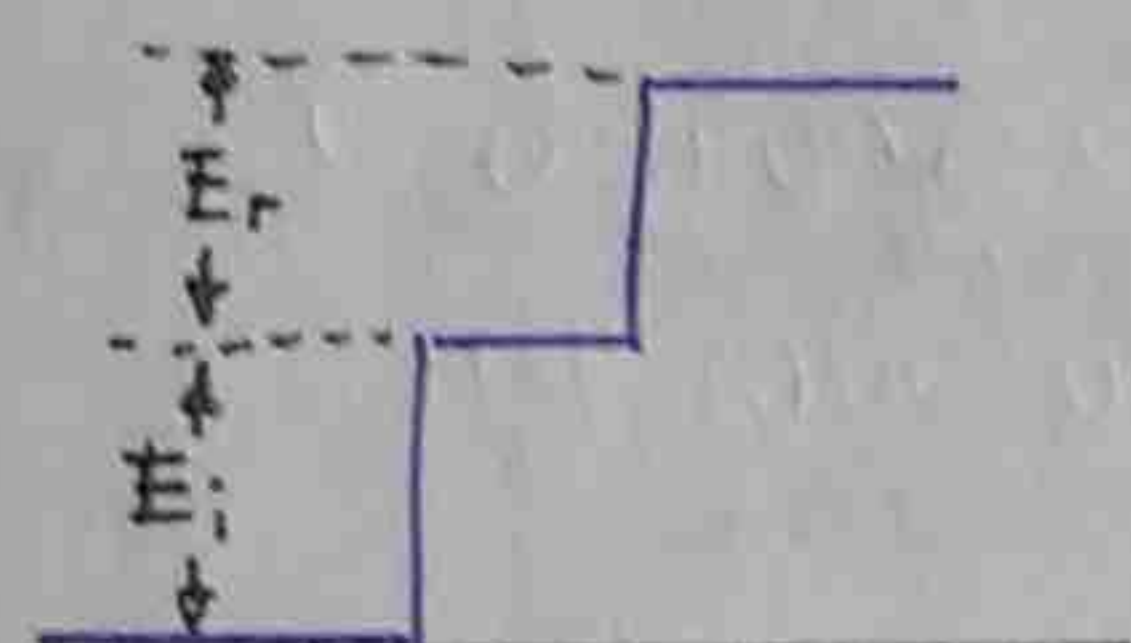
$$\rho = \frac{E_{\text{reflejada}}}{E_{\text{incidente}}} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Relación Onda estacionaria

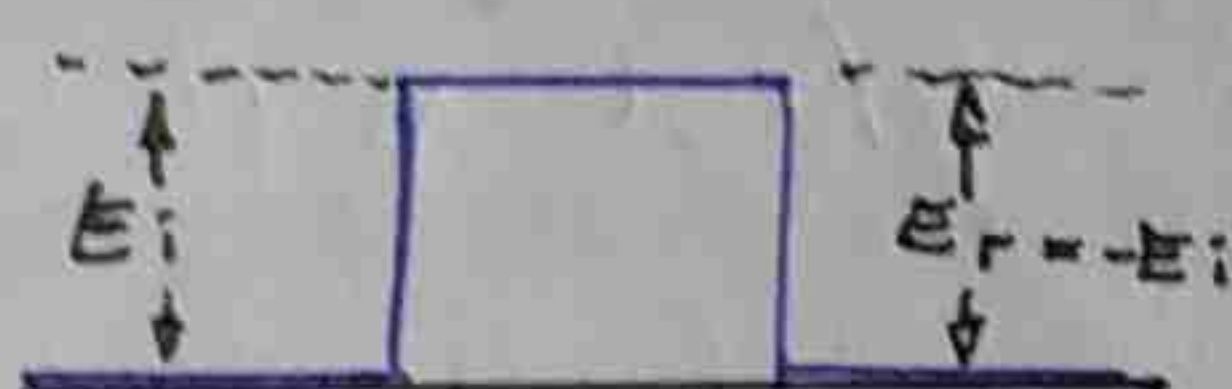
$$ROE = \frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{min}}} = \frac{|E_i| + |E_r|}{|E_i| - |E_r|} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$$

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

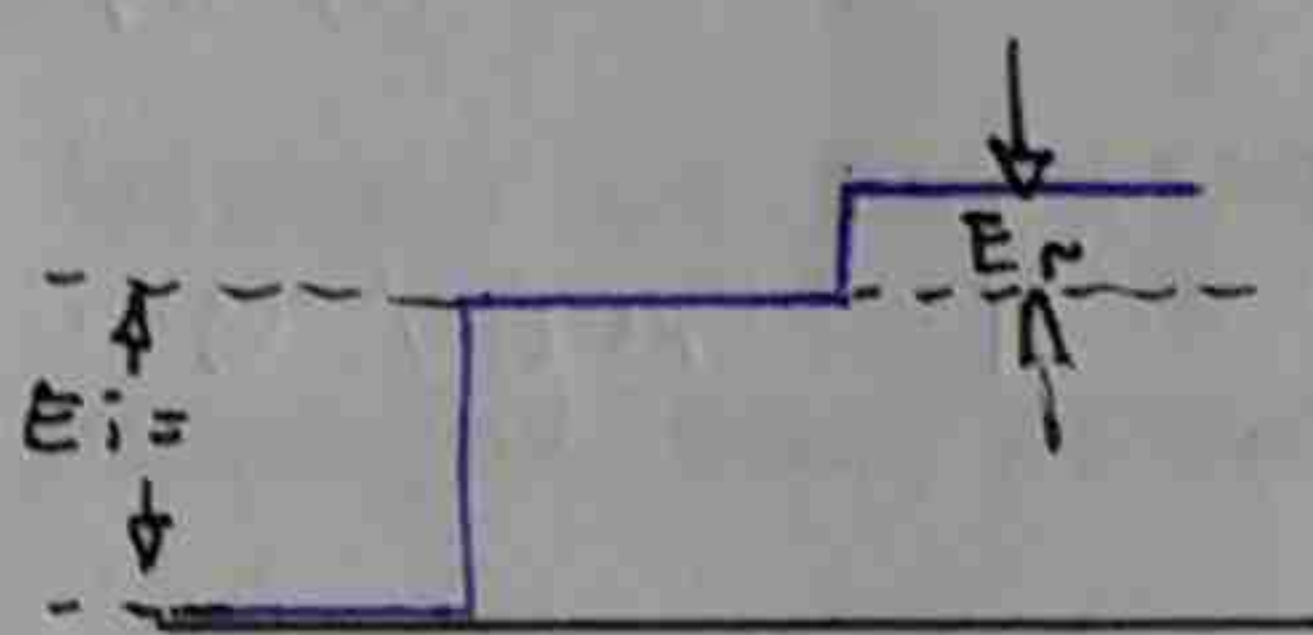
$$D = V_p \cdot \frac{TD}{2}$$



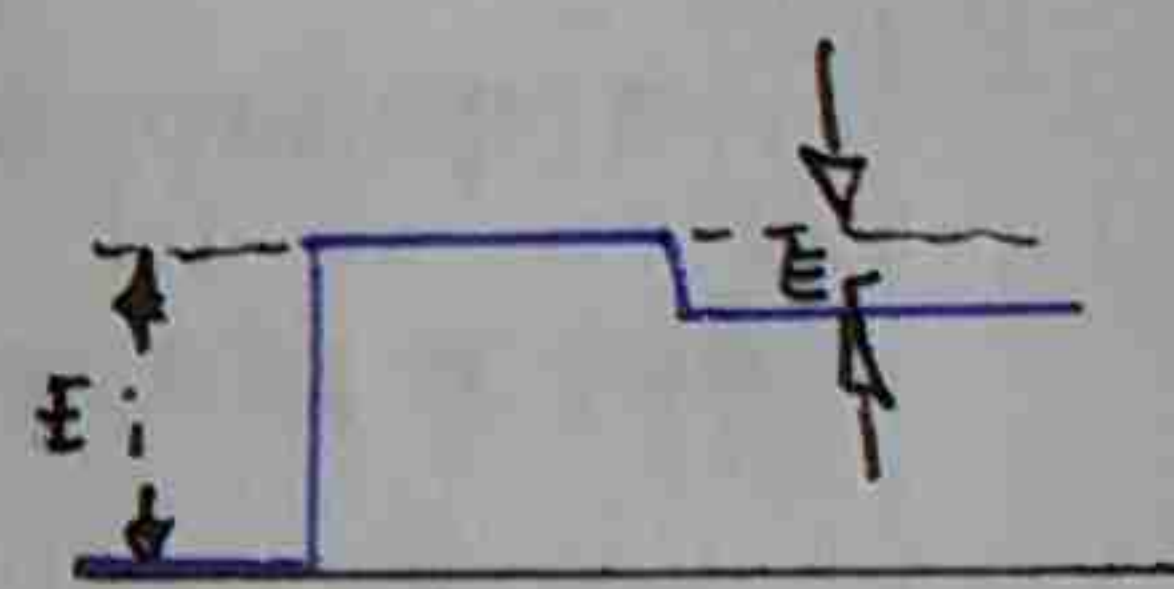
Circuito Abierto



Cortocircuito



$Z_L = 2 \cdot Z_0$

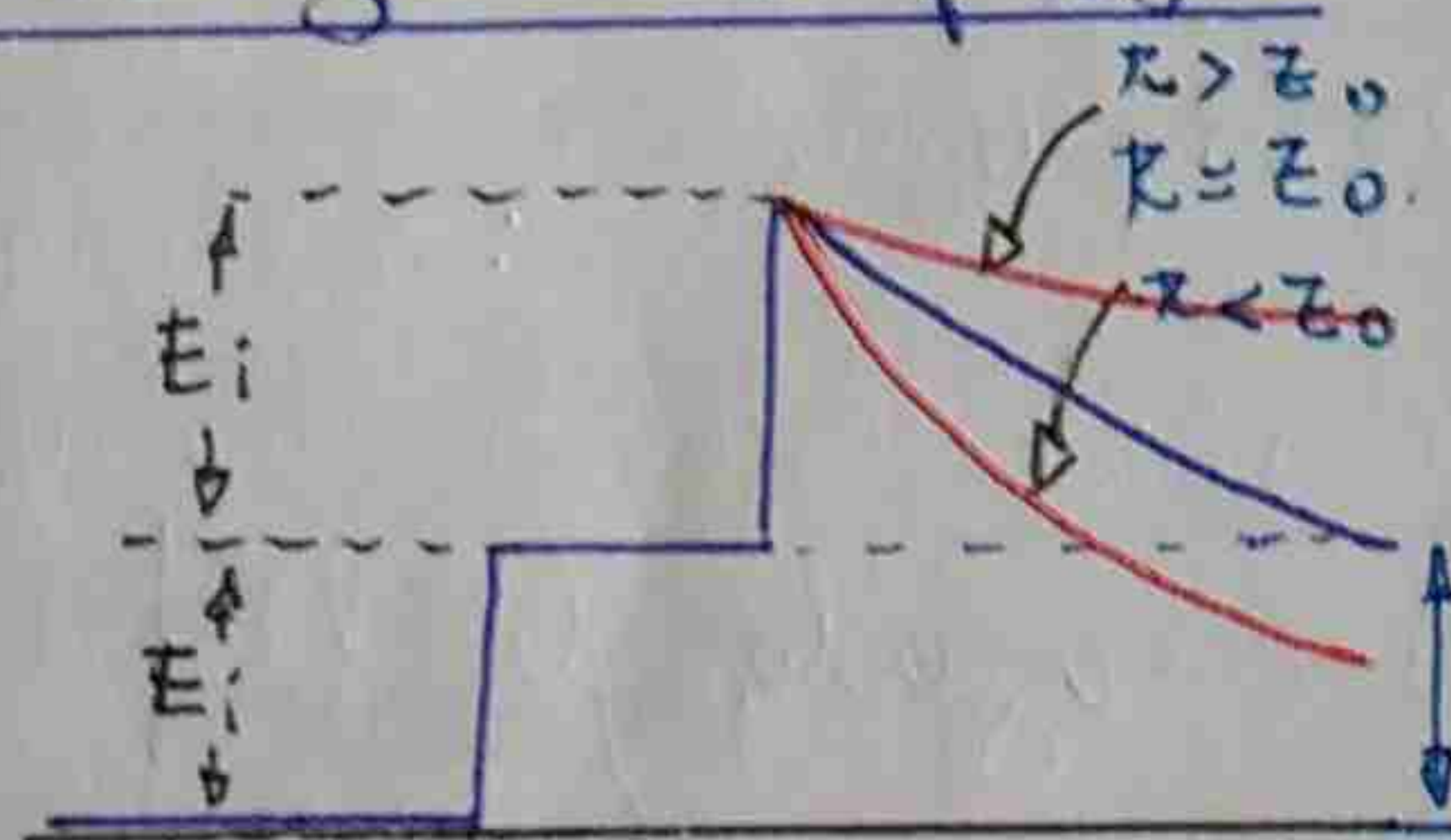


$Z_L = \frac{1}{2} Z_0$

Atenuación de una línea de transmisión

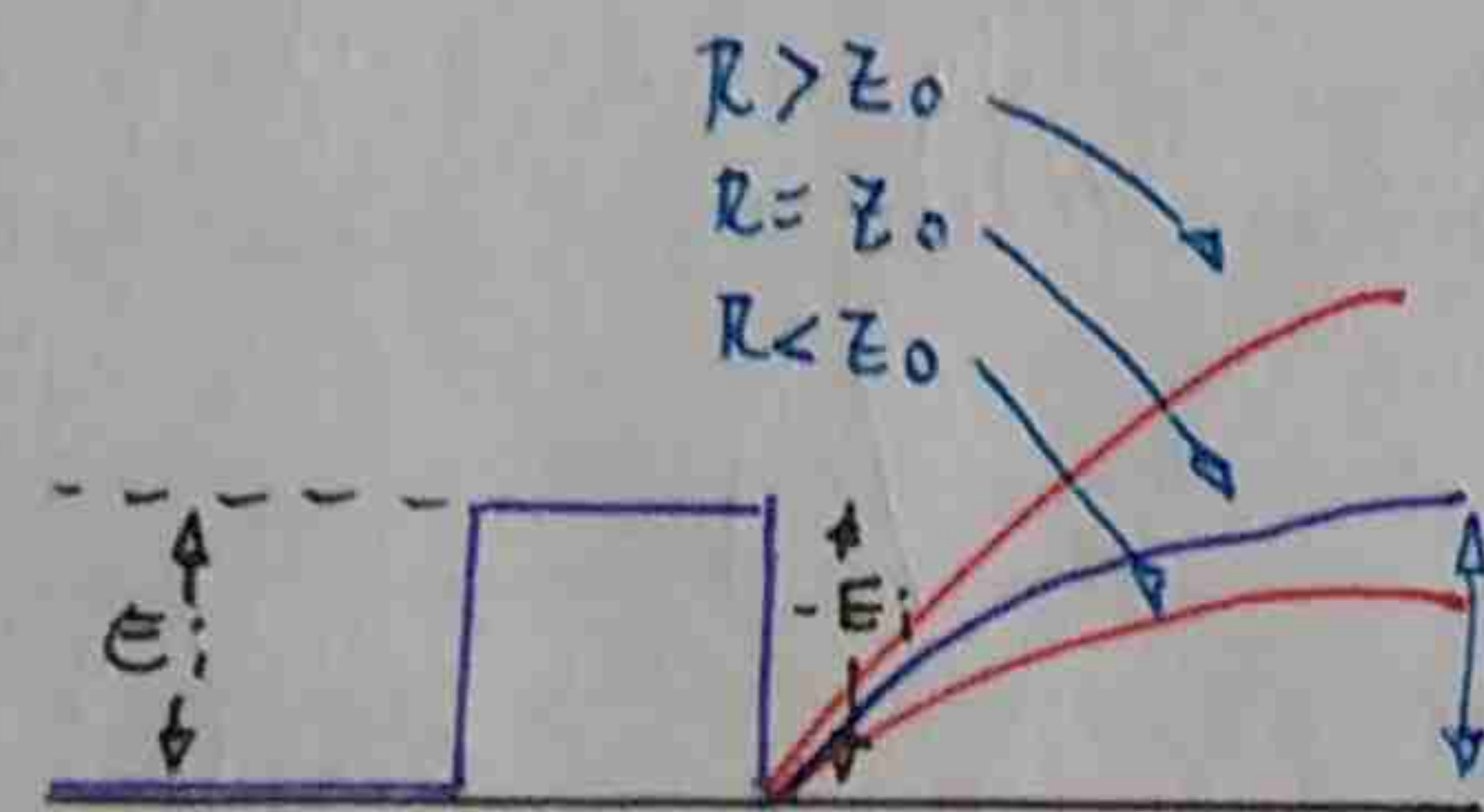
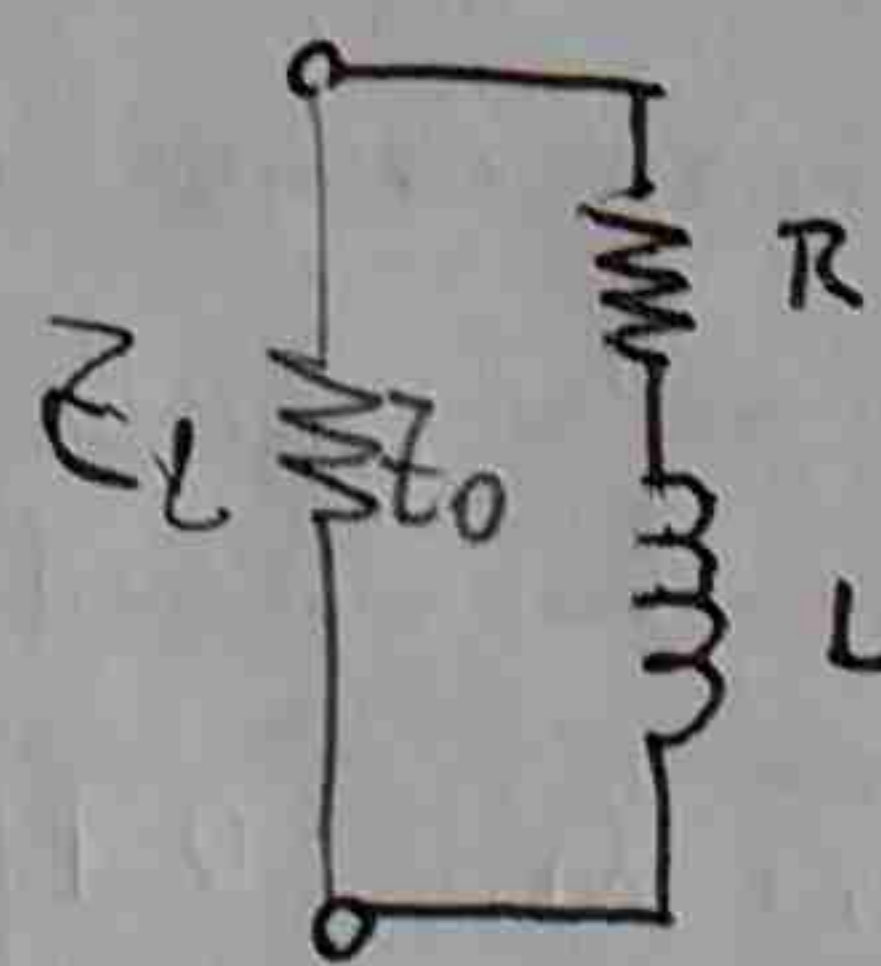
$$\alpha = 10 \log \left(\frac{E_i}{E_r} \right)$$

Con carga Compleja



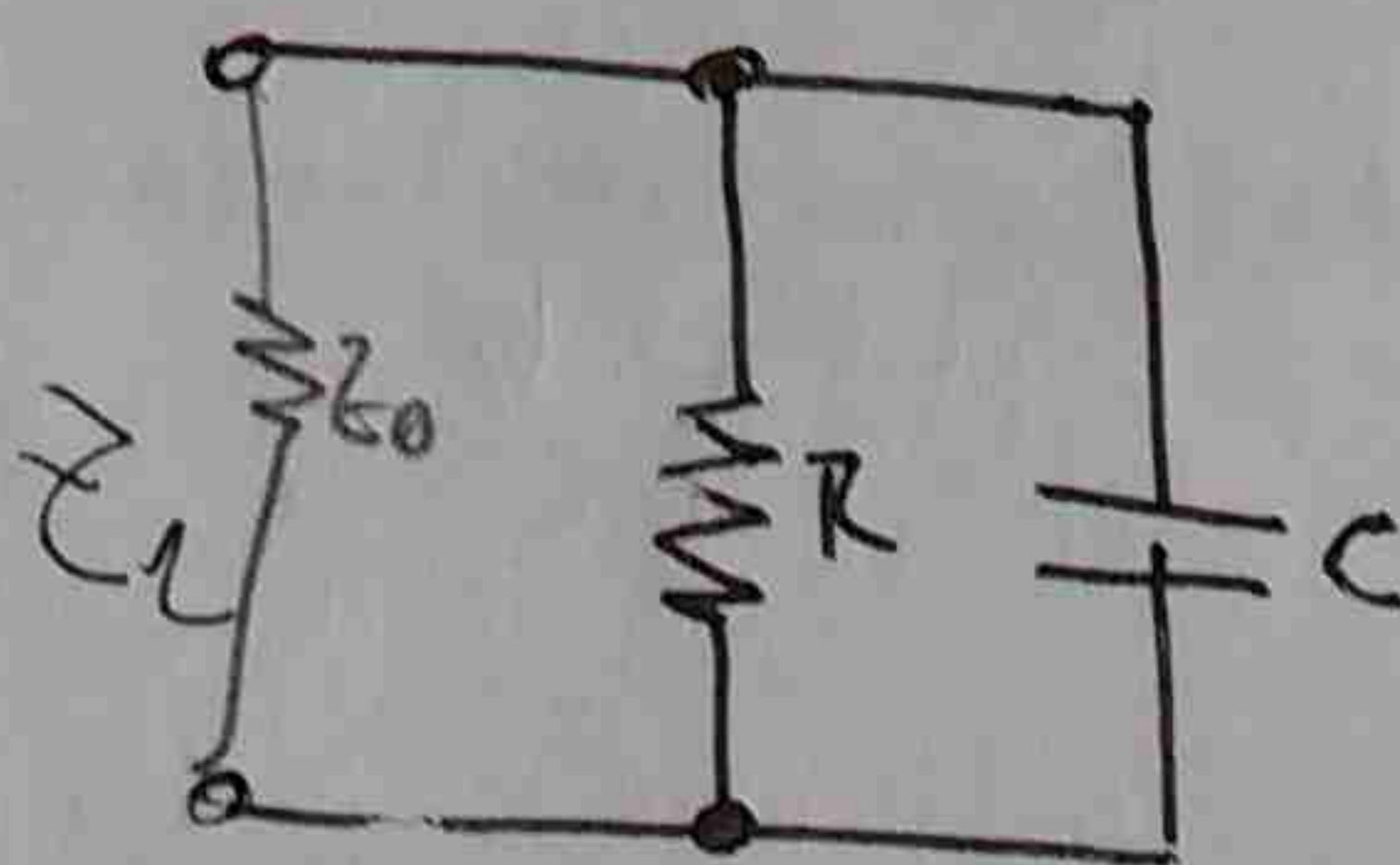
$$G = \frac{L}{R + Z_0}$$

$$\left(1 + \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \right) E_i$$

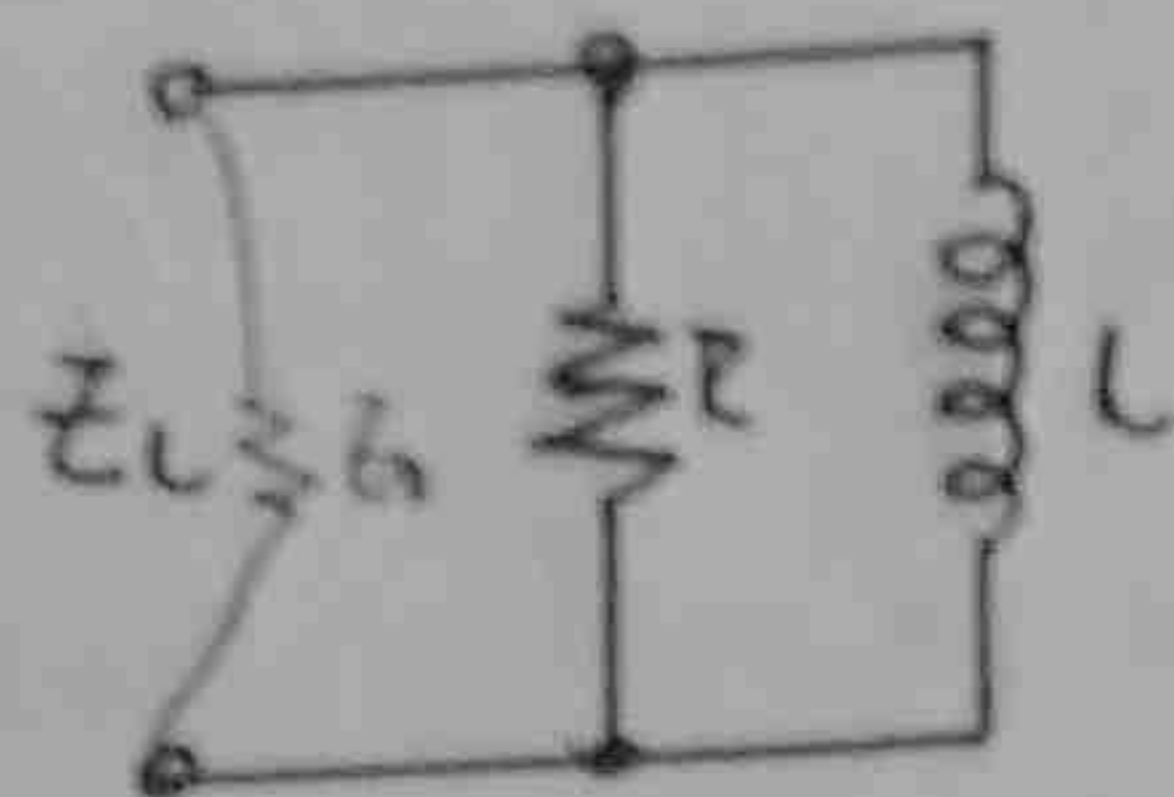
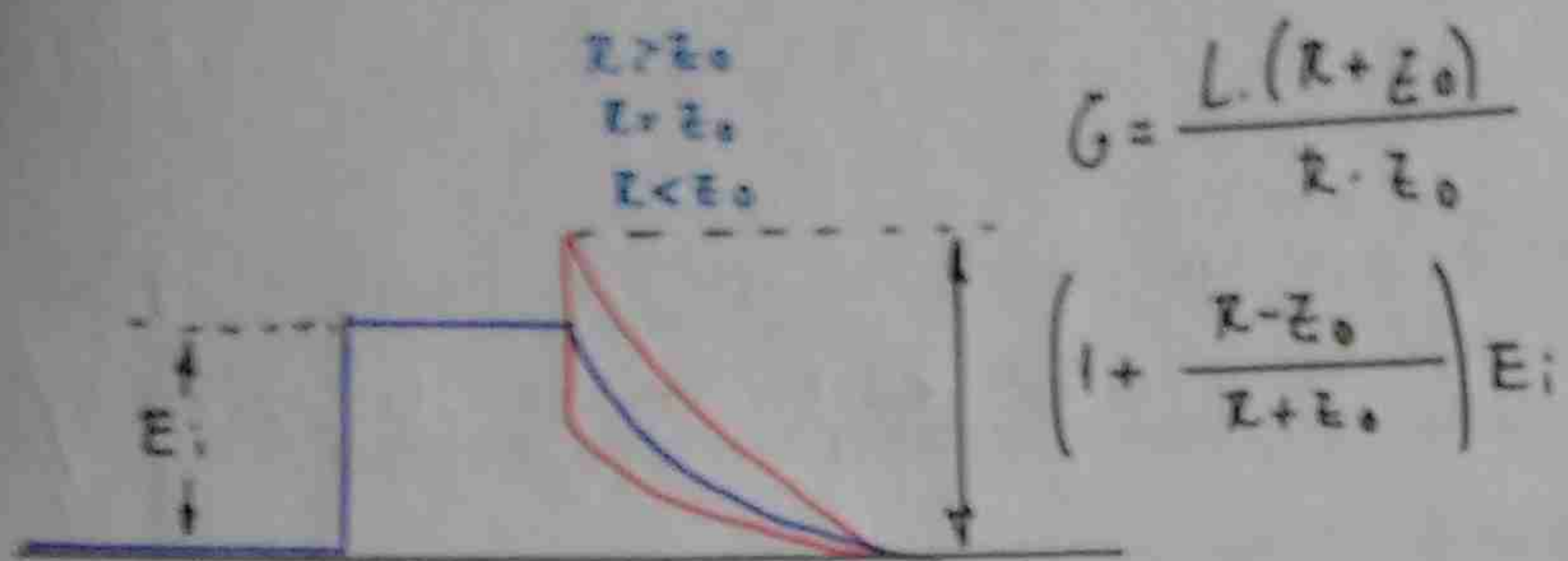


$$G = \frac{R \cdot Z_0 \cdot C}{R + Z_0}$$

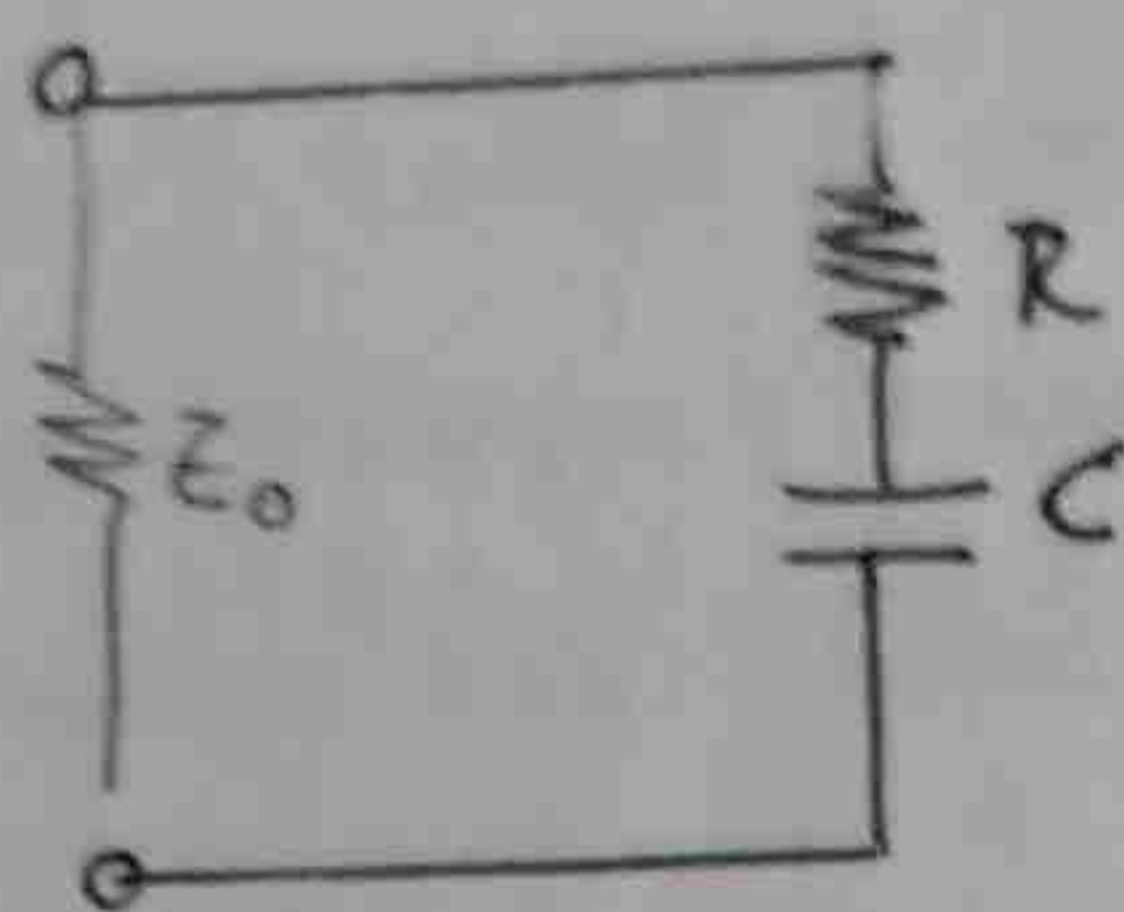
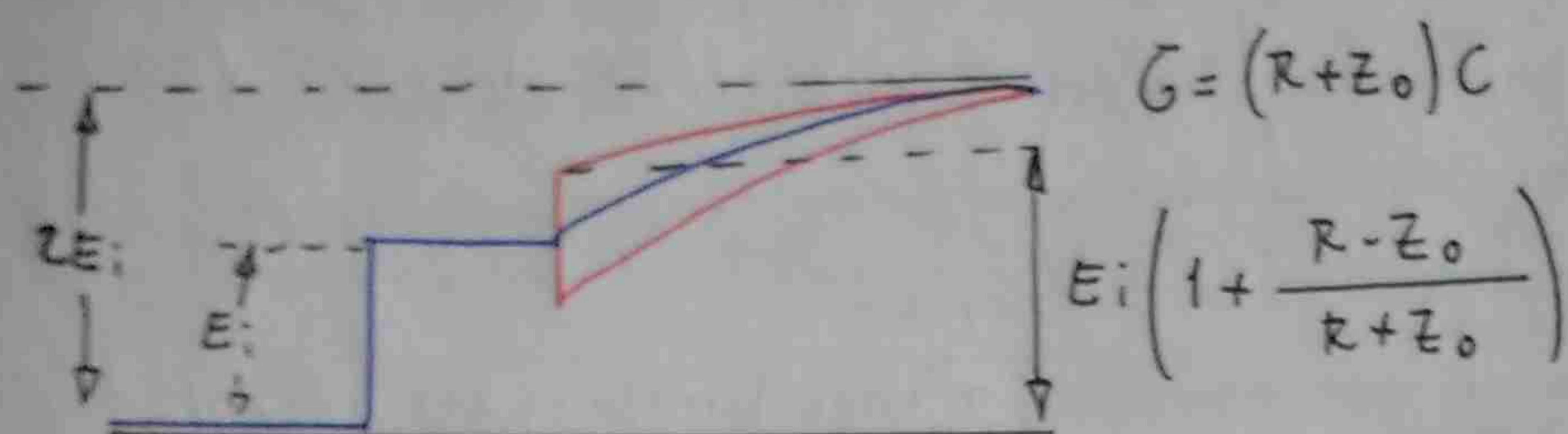
$$\left(1 + \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \right) E_i$$



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

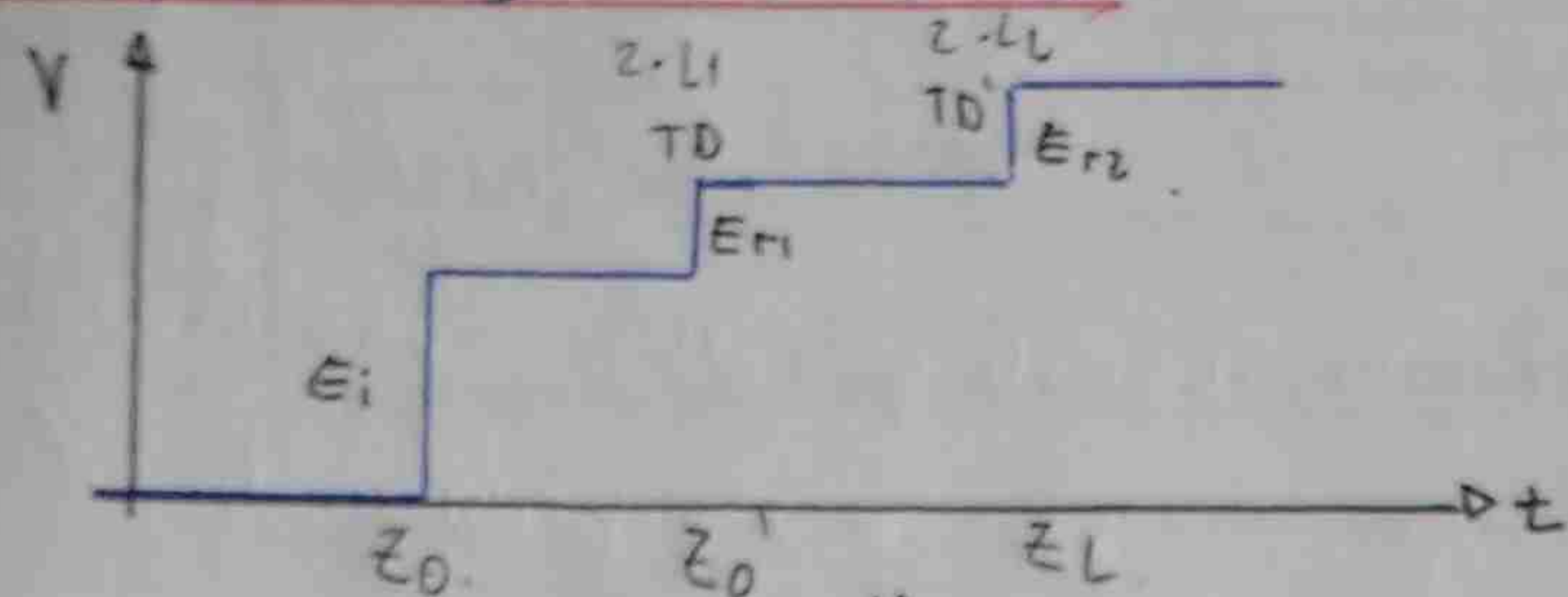


$$G = \frac{L}{R \cdot Z_0} = \frac{(R + Z_0) L}{R \cdot Z_0}$$



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

Reflexiones Múltiples



$$\Gamma_1 = \frac{E_{r1}}{E_i}$$

$$E_{r2} = E_i (1 - \Gamma_1) \cdot \Gamma_2 \rightarrow \Gamma_2 = \frac{E_{r2}}{E_i (1 - \Gamma_1)}$$

$$Z_0' = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma_1}{1 - \Gamma_1}$$

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

$$V_p = \frac{Z_{L1}}{TD} = \frac{Z_{L2}}{TD + TD'}$$

Resolución Espacial

$$t_{r, \text{TOTAL}} = \sqrt{t_{r, \text{OAD}}^2 + t_{r, \text{gen}}^2 + t_{r, \text{sys}}^2}$$

Atenuación

$$\alpha = \frac{1}{20} \log \left(\frac{E_r}{E_i} \right)$$

Errores en la medición

- Impedancia del generador desconocida. (Afecta parámetros que usan amplitudes)
- Longitud de la línea desconocida. (Error en V_p y α)
- Velocidad de propagación desconocida (Error en α y longitud)
- Impedancia de carga desconocida (Error en Γ)
- Atenuación desconocida. (Error en Γ)
- Resolución espacial Insuficiente (Podemos cometer error en todas las mediciones).

Resolución espacial

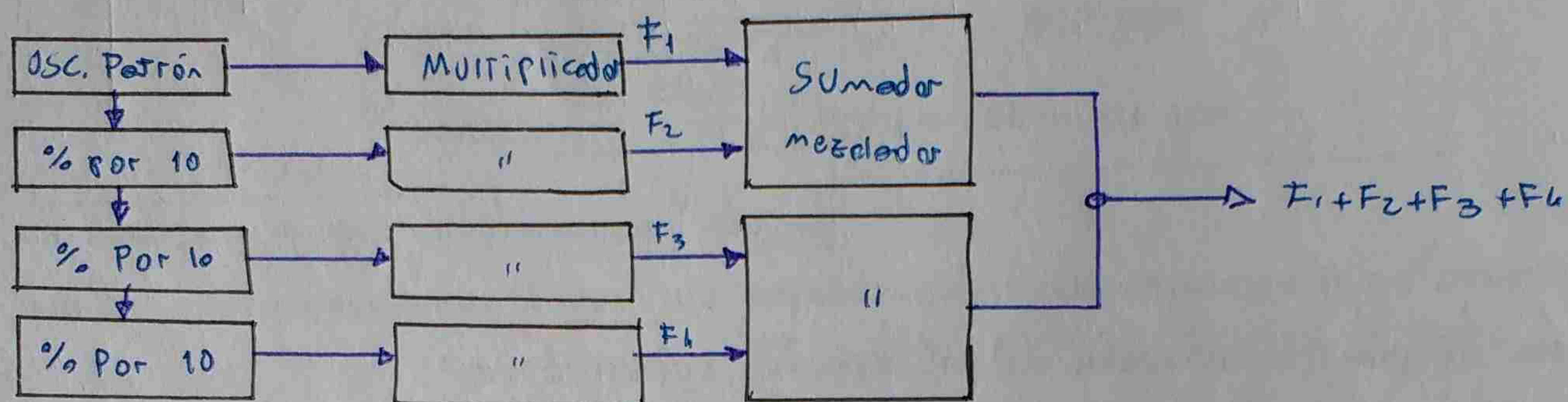
$$x - \Delta x = 0.5 \cdot \frac{c}{\sqrt{E_r}} \cdot t_{r, \text{TOTAL}}$$

SINTETIZADORES DE FRECUENCIA

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

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

Sint. Sinusoidal con rectificadores: No se utiliza mas.



Osciladores de referencia

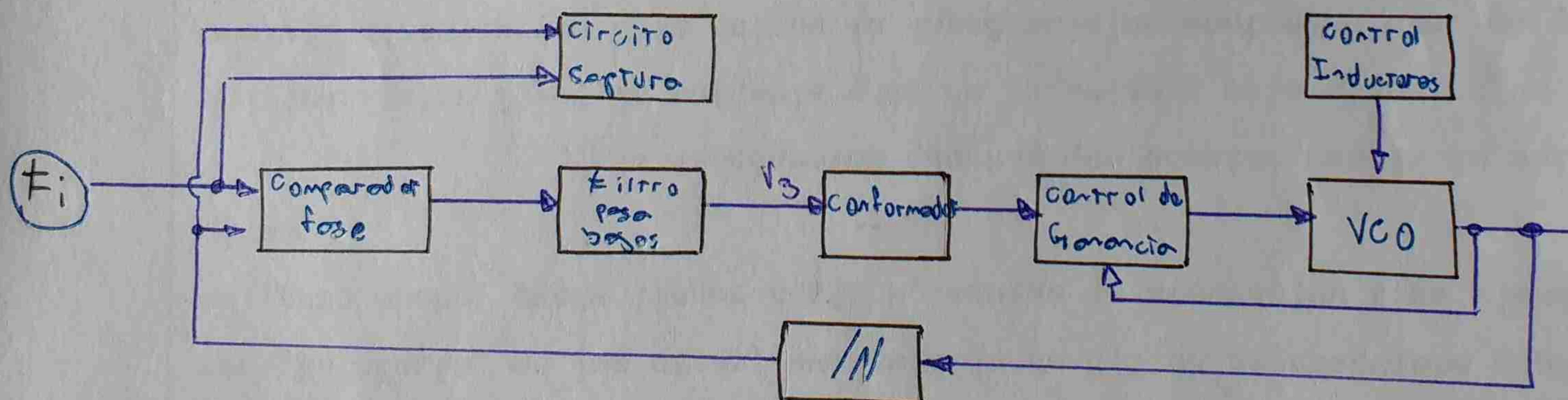
OCXO = Oscilador controlado por horno.

MCXO = Microprocesador

TCXO = Compensado en temperatura

RTXO = Room temperature.

SINTETIZADOR PLL ENTERO



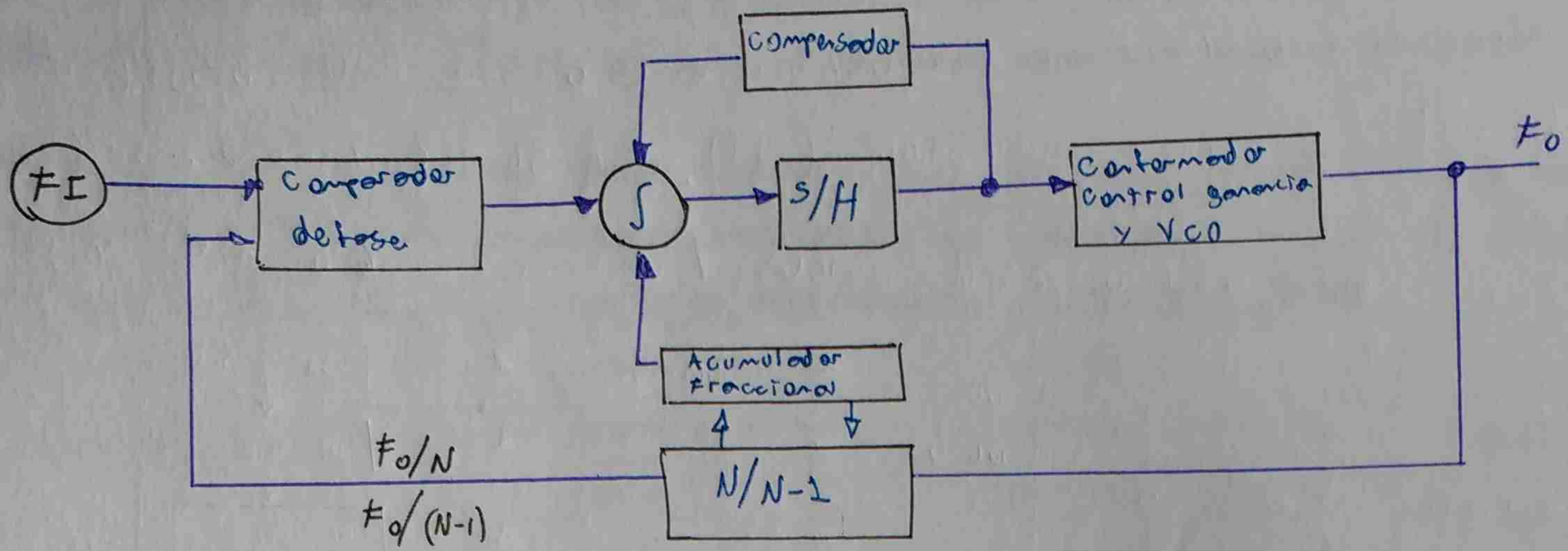
A la salida del comparador de fase vamos a tener una tensión, proporcional a la dif. de fase entre F_i y F_o/N . Esta señal pulsante no puede conectarse directamente al VCO, por el efecto de ser pulsante. Necesitamos pasarla por un filtro pasa bajos. Ahora esta señal es de baja frecuencia, pero como 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_b .

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 frec que es una fracc de la error.



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.

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

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

$$F_o = 4.467 F_i$$

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

n = Cantidad decimales de $\frac{F_o}{F_i}$

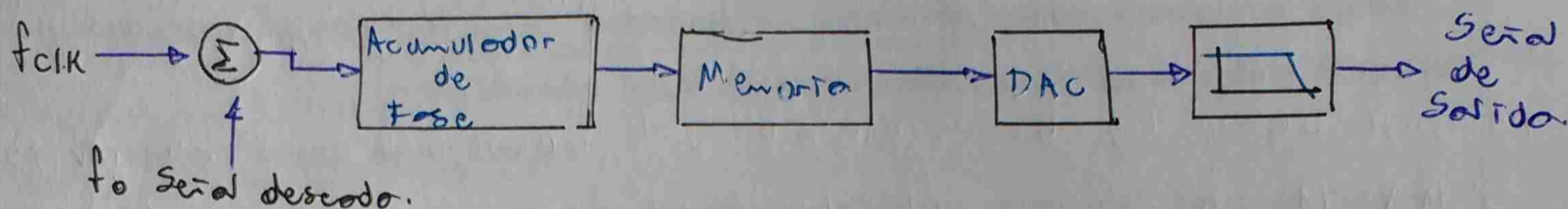
Sintetizador con DDS

Es un dispositivo capaz de generar formas de onda arbitrarias.

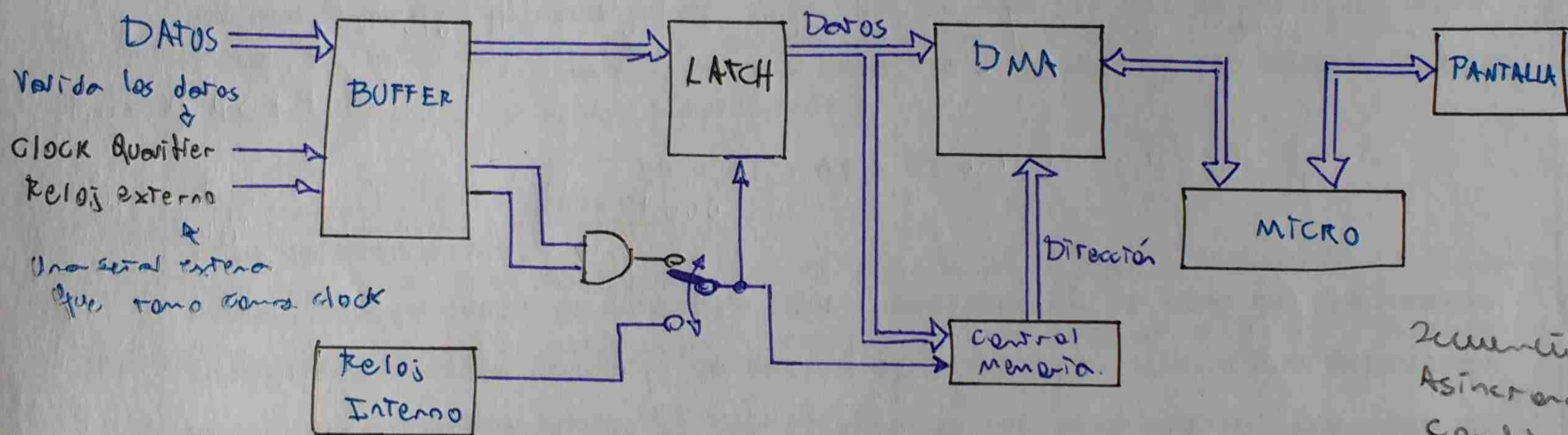
Resolución de fase: Es el mínimo valor que vamos a poder desfasar la señal de salida.

Resolución de Amplitud $V_{ref}/2^n$

Se almacenan en memoria números que luego pasan a un DAC para generar una salida casi analógica. La salida de esta lleva de armónicos de CLK por lo que hay que ponerle un filtro paso bajos.



ANALIZADOR ESTADOS LÓGICOS



Secuencial Síncrono
Asíncrono
Combinacionales

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

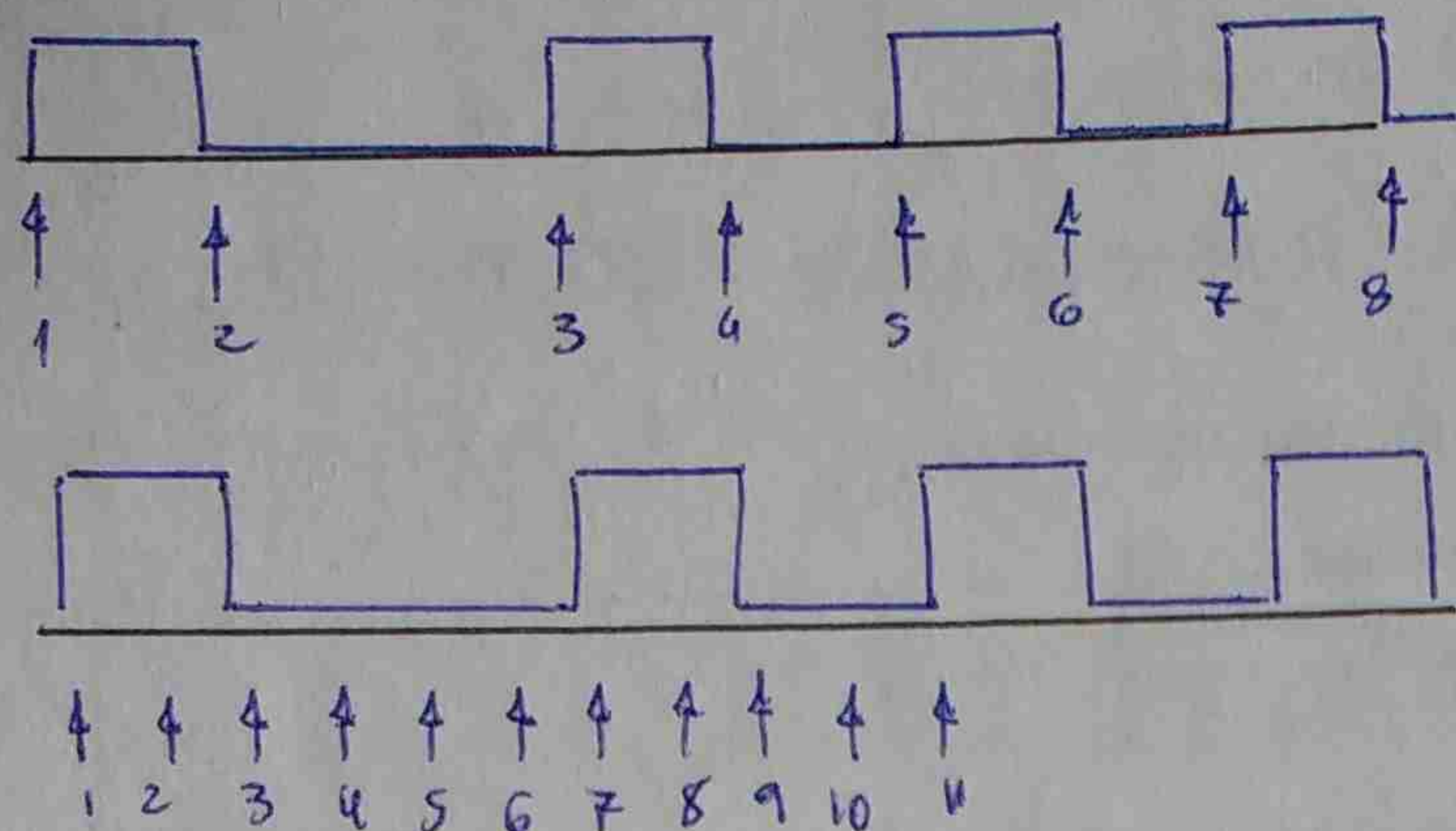
Analizador temporal . Funciona como un osciloscopio digital, muestreando a una frecuencia dada por un reloj interno. La salida es digital de 1 bit.
(Asíncrono)

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 necesitamos una información del clock. Si aparece una discrepancia entre flanco y flanco no voy a poder captarlo (rengo que pasa el clock interno). Por eso la memoria se debe ser de mayor duración que el período del clock que supera los valores del trigger.

muestreo transicional: Los datos se almacenan sólo cuando la señal de entrada cambia de estado entre muestra y muestra. Ahorramos mucha memoria para señales con pocos muestros.

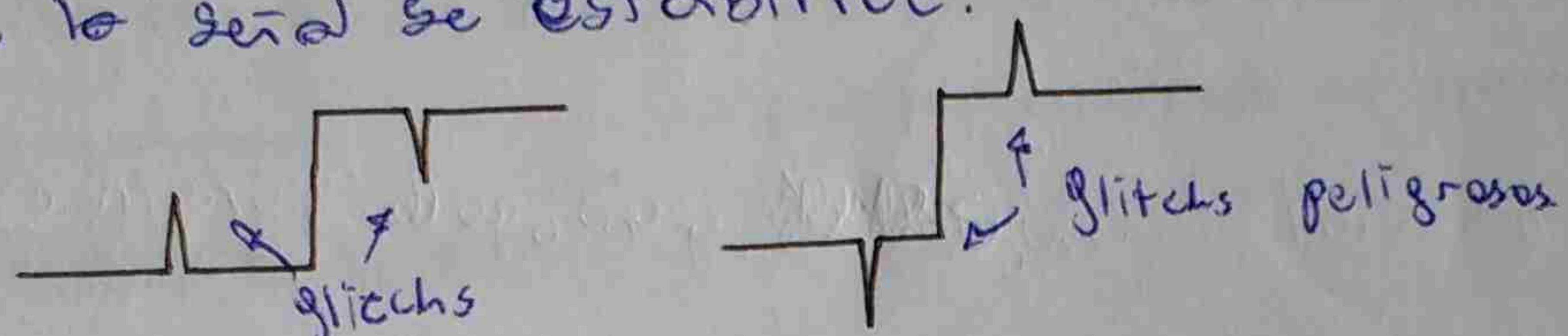


muestreo transicional
(guarda muestros y su int temporal)

muestreo normal.

Detectar 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 muestrea la señal de entrada a un régimen mucho mayor que fin del analizador. (que el medio electrónico).

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:

- Positivo (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.

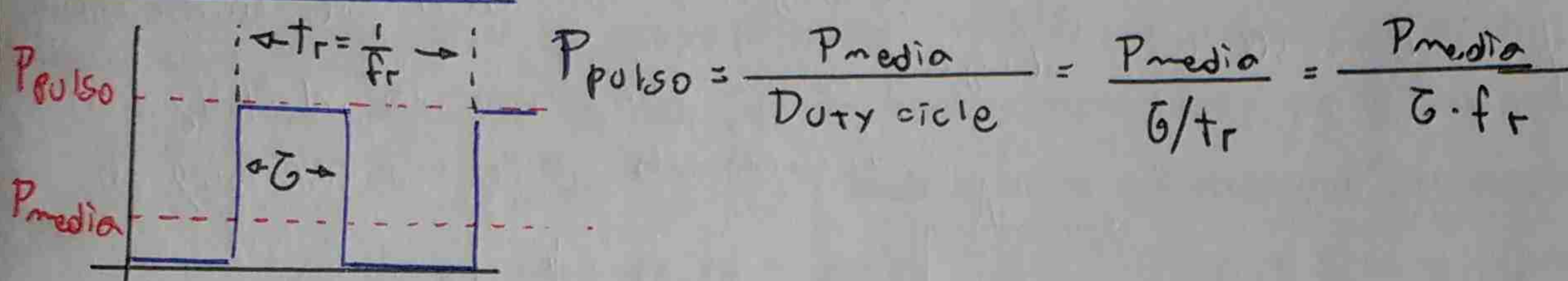
Clock Qualifier: Sirve para habilitar el clock externo.

Puntos de pruebas lógicas

- Posivos: Solo sirven 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 a analizar necesita recibir determinados estímulos para funcionar.
- Dedicados: Para corroborar si un circuito en una línea de producción ~~no~~ funciona bien.

POTENCIA EN RF

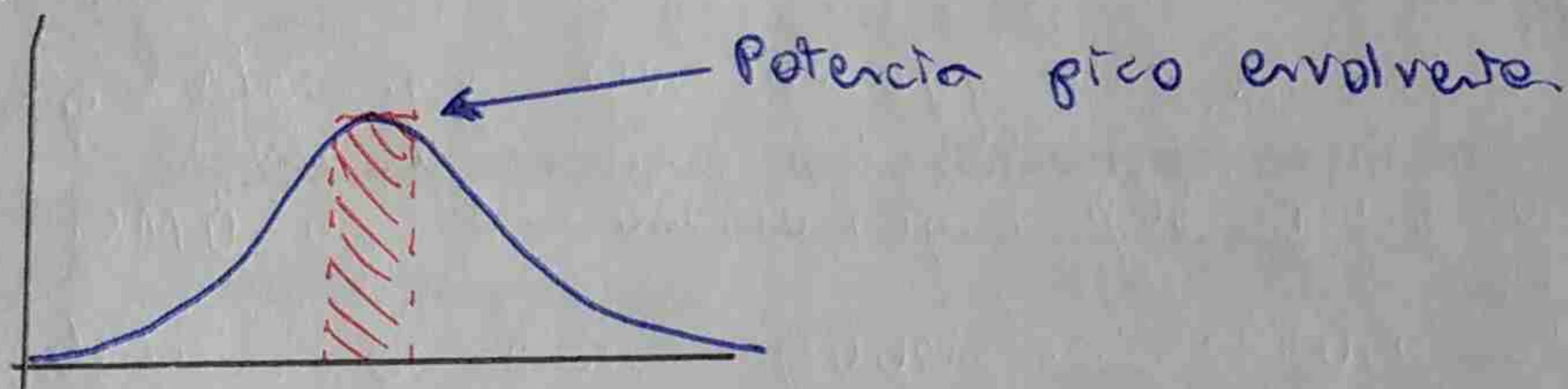
Potencia pulso:



Para señales pulsantes.

Potencia pico envolvente:

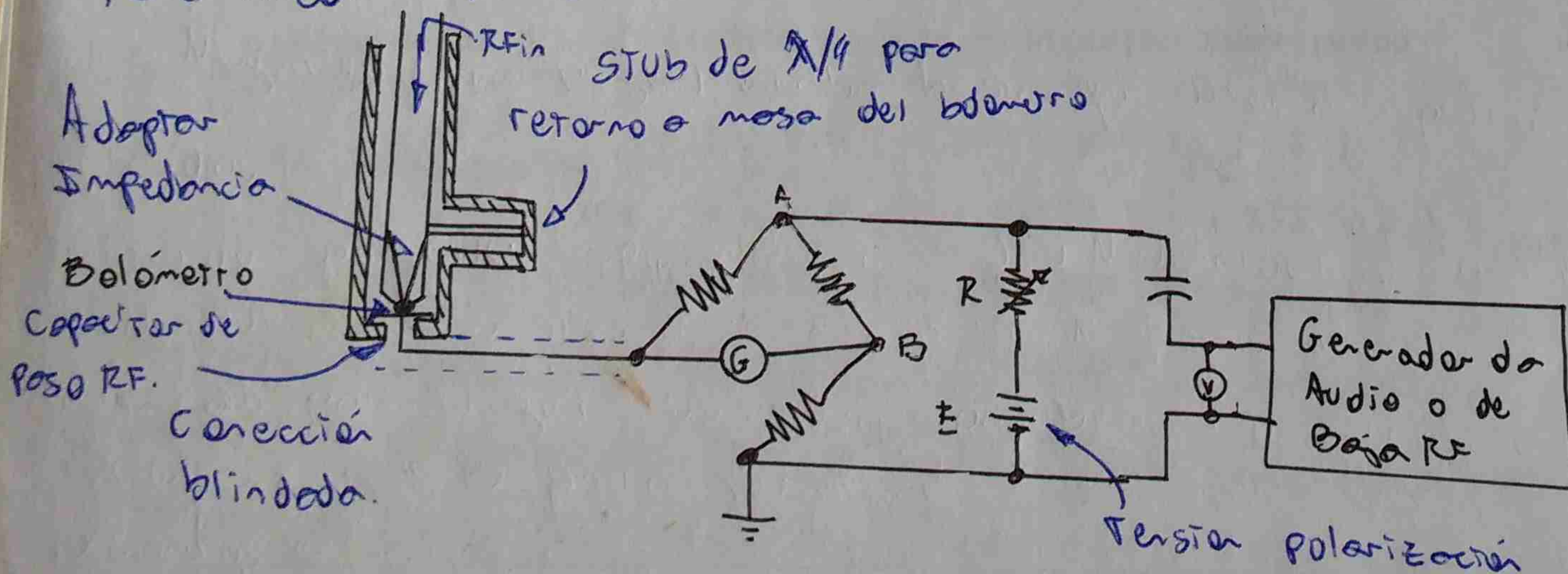
La de pulso no nos sirve porque los flancos de la pendiente son poco pronunciados o porque es difícil medir G .



Hacemos que el promediado sea mucho menor que $1/f_{RF}$, pero lo suficientemente grande para abarcar varios ciclos de RF.

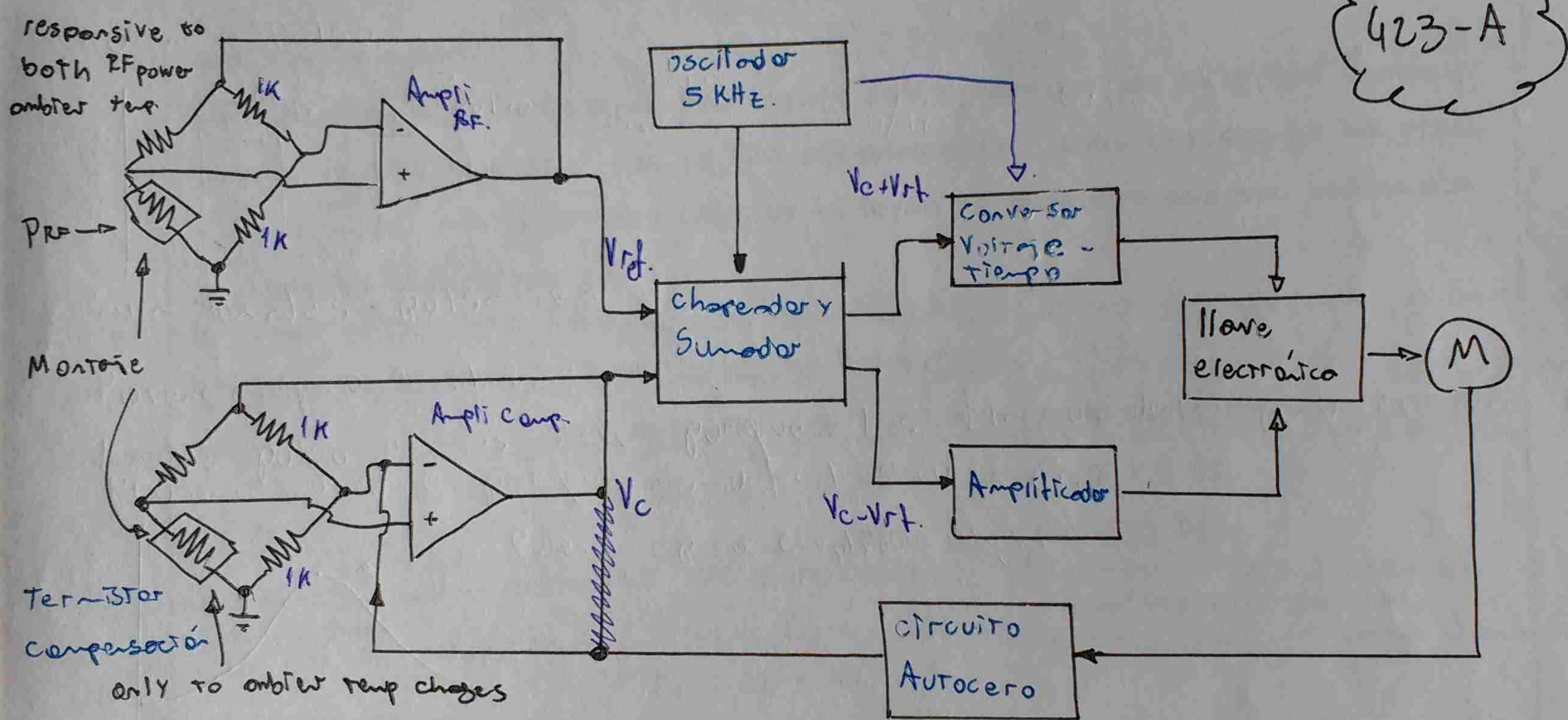
METODO BOLIMÉTRICO

Para medir pocos mW.



- 1) Aplicamos una tensión de audio en simultáneo con PRF
- 2) Ajustamos la corriente suministrada por E hasta que se equilibre el motor puer. E aporta ($V_{inicial}$)
- 3) Desconectamos PRF
- 4) Balanceamos con el generador de audio.
- 5) $PRF = (V_{final} - V_{inicial}) / 4R_1$

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 error a unos amplif que nos dan la tensión de control V_c y la de ~~referencia~~ ^{RF} V_{rf} .

Luego del amplificador tenemos el chopper y el convertor 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 $V_c + V_{rf}$. Por otro lado tengo una señal similar pero con $V_c - V_{rf}$.

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

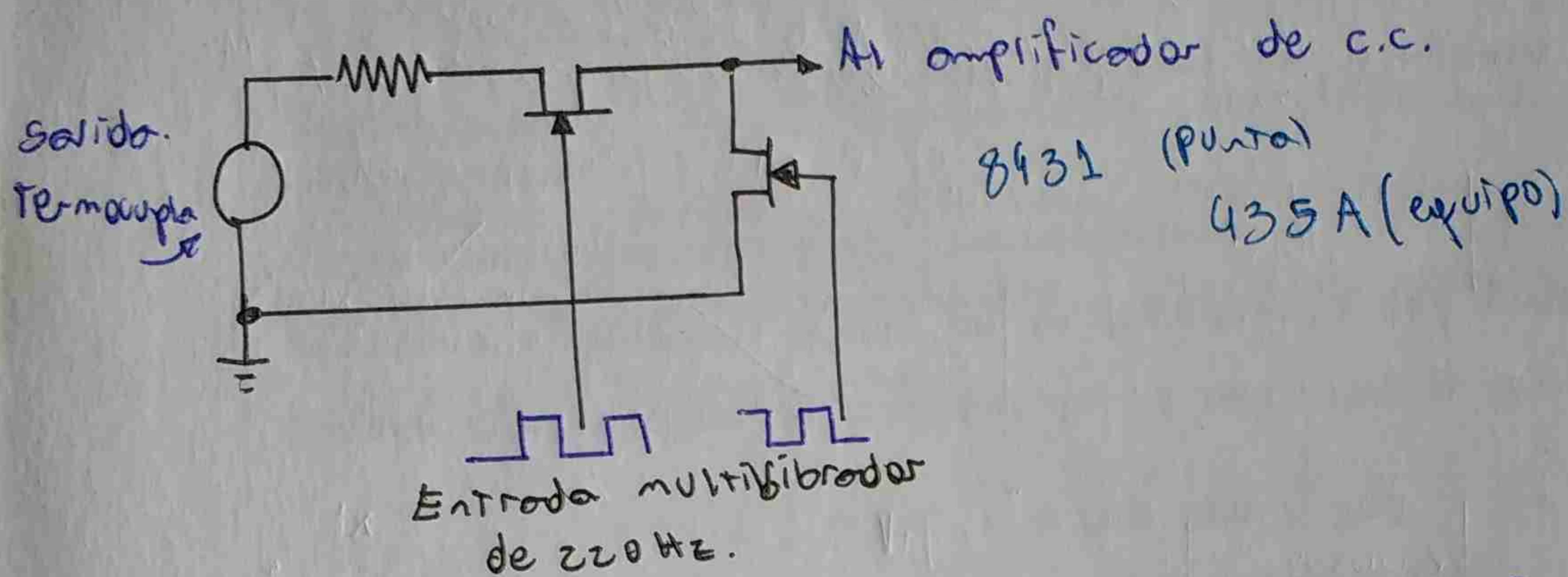
La potencia promedio será

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

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

Llave solo el valor promedio de la señal.

Medición de potencia con sensor termocupla.



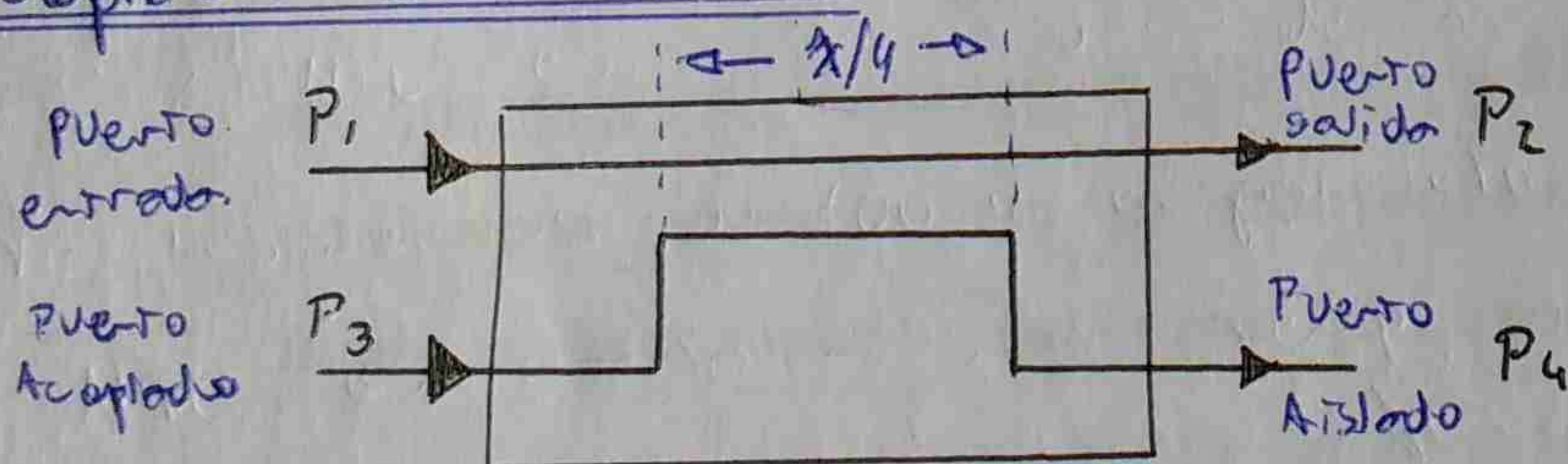
Mejores para sensor potencia en señales complejas (modulaciones tonos múltiples)
Potencia media real.
Sensibilidad $\sim 160 \mu V/mW$

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

Diodo Sensor.

Se utilizaban como detector de envolvente. y como mezcladores no lineales en los receptores superheterodinos. Para señales débiles incrementan el rango dinámico

Acoplador Direccional.



Factor acoplamiento

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

P_4 acapla una pequeña parte de la energía de la onda que viaja desde P_2 hacia P_1 . Usando la potencia P_2 como entrada, también podemos definir el factor de acoplamiento como:

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

puerto balanceado

El medidor espura sus divisiones presentando "por a cero".
Eso sin tener P_{cc} , pero que $V_c = V_{rto}$.

Sensor termopila.

La solda es de muy bajo nivel, pero llevada por un cable
es necesario choppearlo (trocearlo) para obtener una señal
cualquiera que luego se amplifique.

Debido a que no hay uniformidad para la conexión de los
distintos sensibilidades, se dice que las mediciones son sobre
diversos (termopilas).

Bethe.

Operación del suplemento ^{y directividad} necesito conocer la potencia
máxima que se puede transmitir sin que se pierda el
diámetro y su ancho de banda.

Aislamiento

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

El puerto aislado debería acoplar parte de la energía de la onda reflejada y nada de la incidente. Pero algo se acopla debido a imperfecciones

Directividad

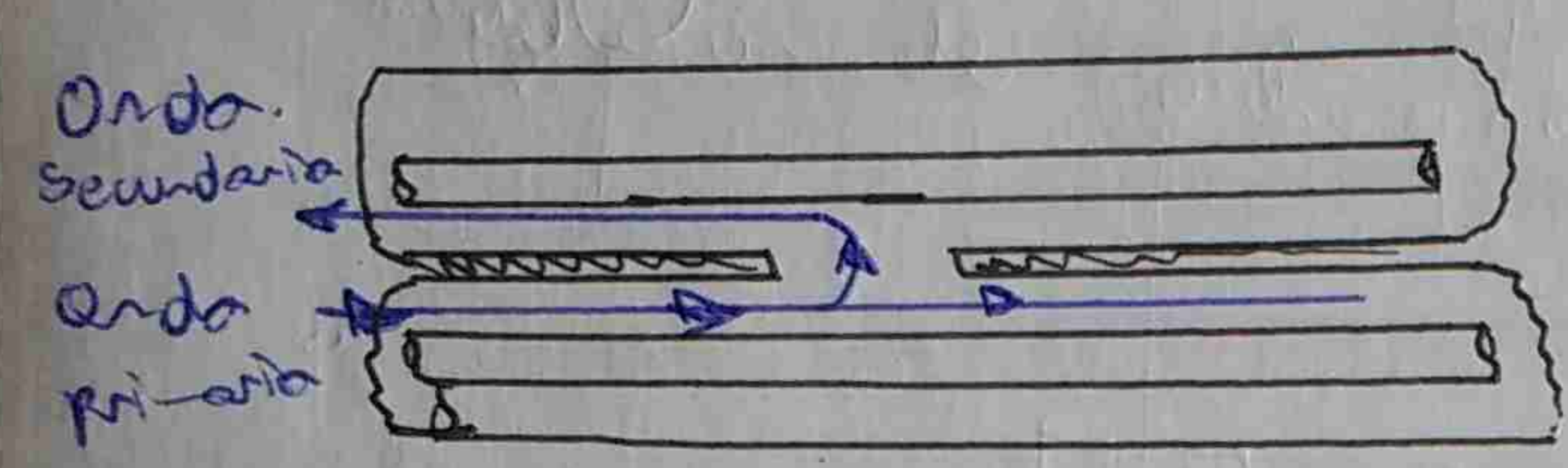
$$D = 10 \log \left(\frac{P_4}{P_3} \right) = 10 \log \left(\frac{P_4}{P_1} \right) - 10 \log \left(\frac{P_3}{P_1} \right) = A - FA$$

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

$$\frac{P_4}{P_3} = \frac{P_4}{P_3} \cdot \frac{P_1}{P_1} = \frac{P_4/P_1}{P_3/P_1}$$

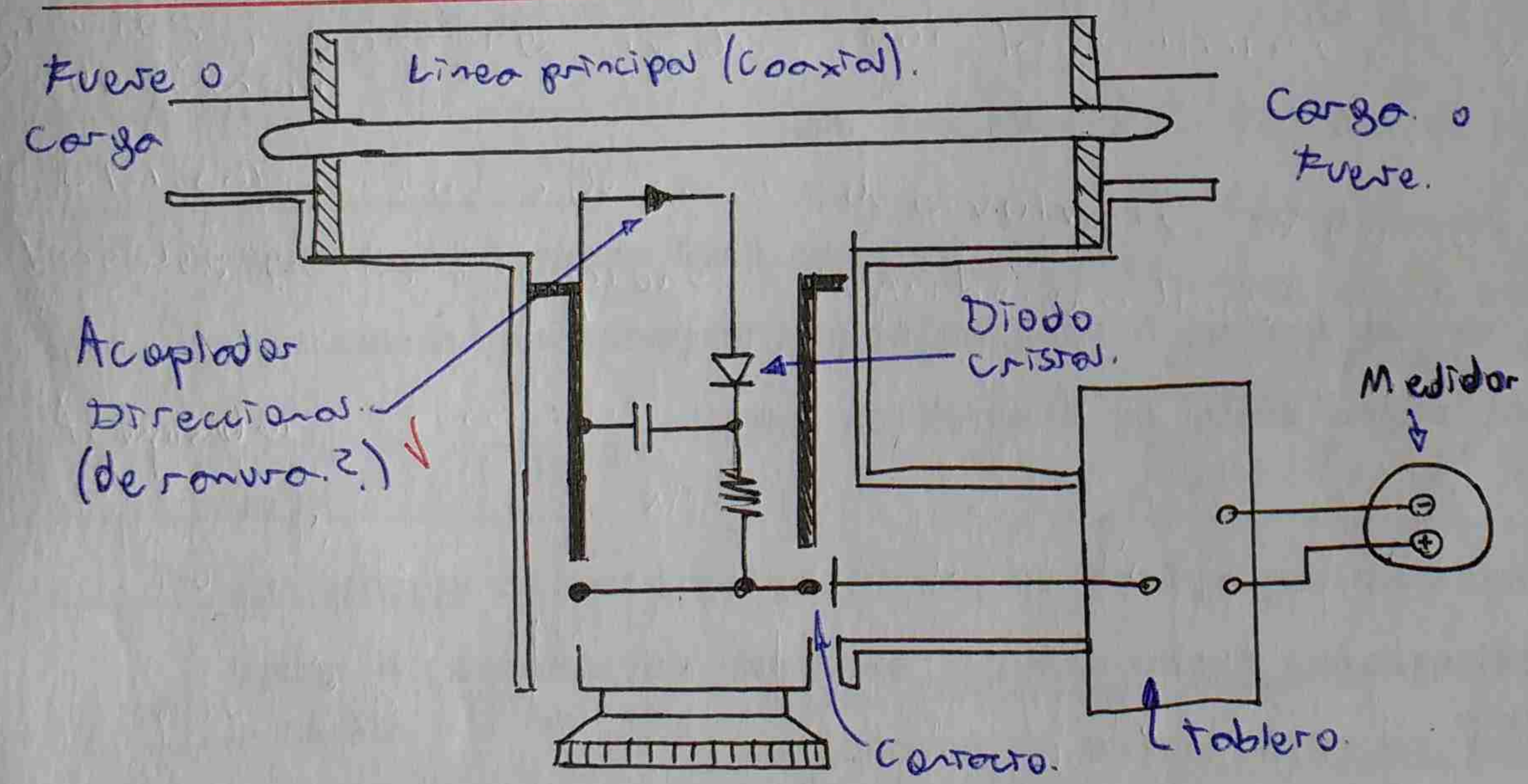
Acoplador Direccional de Ranura (Bethe)

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 Thru-line (medición con acopladores direccionales).



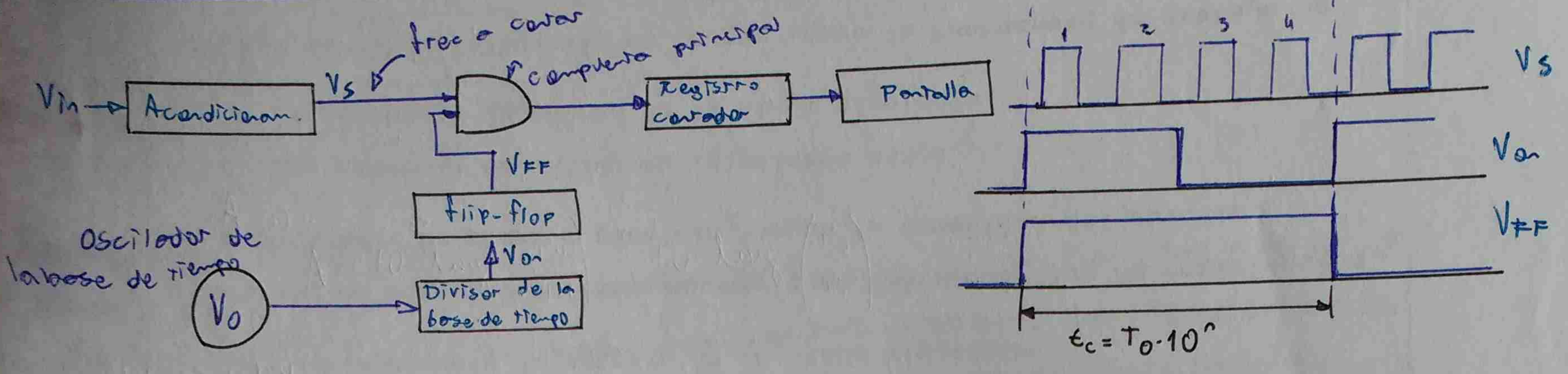
El elemento que detecta la potencia es un diodo de cristal. El elemento Plug-In nos permite medir/acoplar en la dirección que necesitamos. Una onda incidente en la línea principal produce una corriente inductiva y una capacitiva que se suman en fase, mientras que una onda reflejada produce corrientes que se cancelan entre sí.

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

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

CONTADORES DIGITALES DE FRECUENCIA.

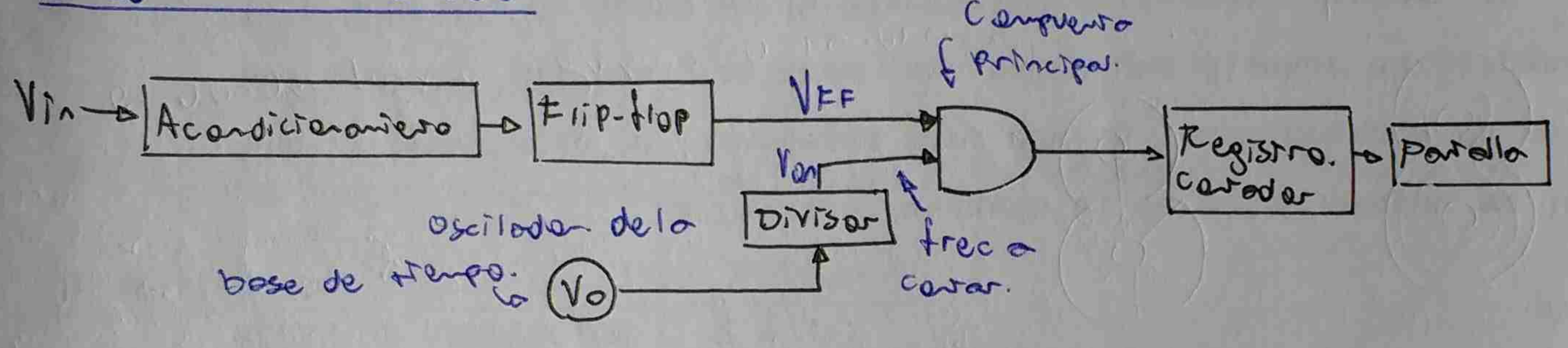
Medición de frecuencia:



La duración del pulso de VFF es t_c y es el tiempo que la compuerta no o estar abierta y producirá el conteo en el bloque del contador.

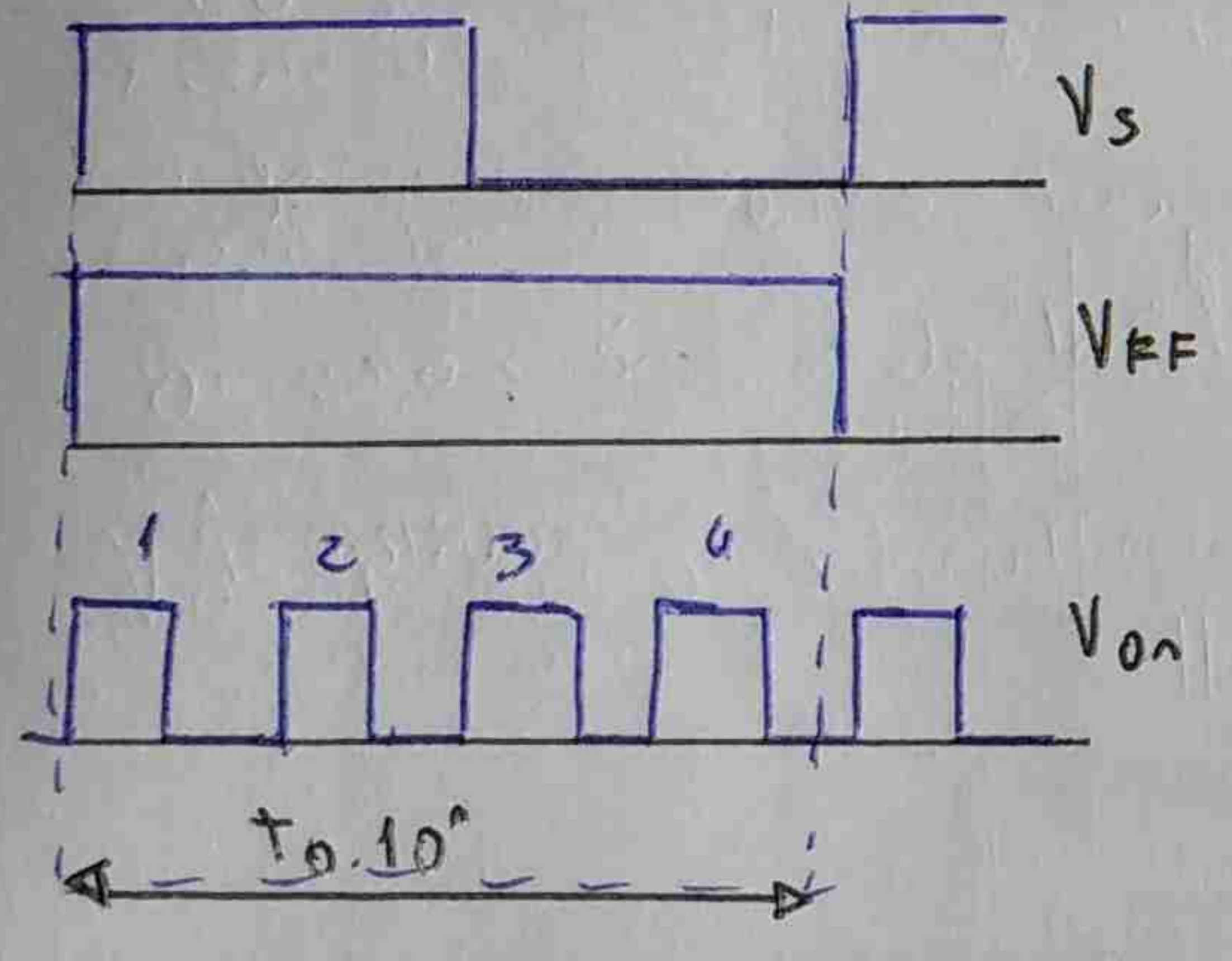
$$f_s = \frac{N_{\text{ciclos}}}{t_c} = \frac{N_{\text{ciclos}}}{T_0 \cdot 10^n}$$

Medición de Período



Se cuentan los pulsos de la base de tiempo, N_F , cuya duración conocemos perfectamente. Lo que controla el tiempo de cuenta son los pulsos de la señal de entrada, t_s .

$$t_{cp} = T_s = T_0 \cdot 10^n \cdot N_F$$



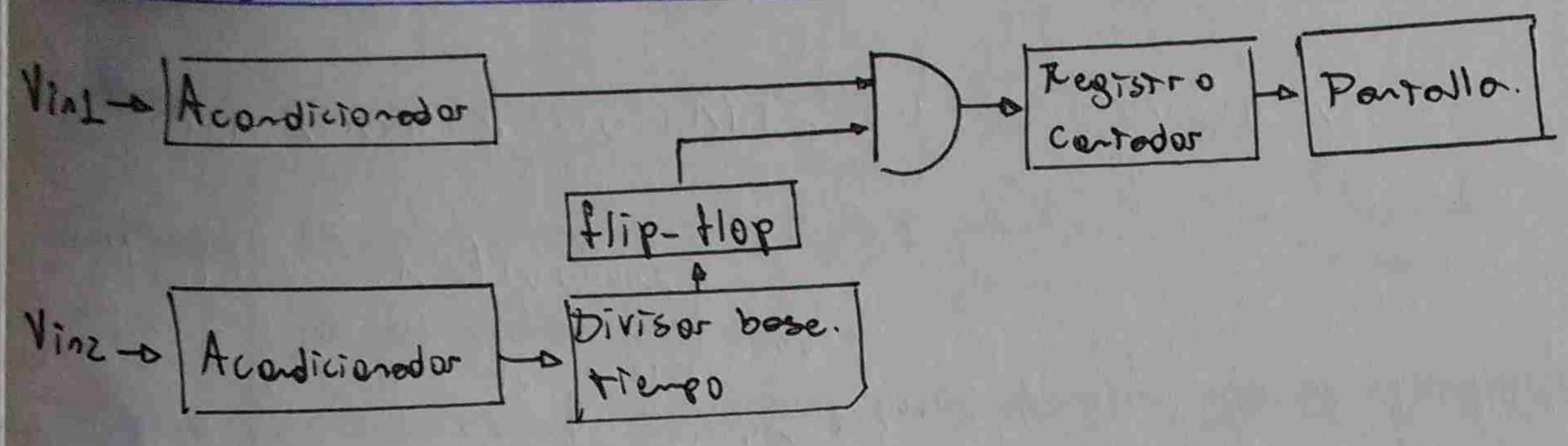
- El limitador: Protege a los circuitos siguientes de las posibles sobretensiones de entrada. Puede estar constituido por diodos en antiparalelo.
- Amplificador: Actúa como un transformador de impedancias, ofreciendo alta impedancia de entrada y baja de salida. Determina el rango dinámico.
- Circuitos de umbral: Da una señal cuando la amplitud de la señal excede un determinado nivel de referencia, y un nivel bajo cuando es inferior a otro nivel de referencia.
- El ancho de banda de los circuitos determina la sensibilidad en tensión, del instrumento, que es la amplitud mínima de una señal para que sea contada.

$$S = \frac{V_{hi} - V_{lo}}{\sqrt{2}}$$

relativo a una sinusoidal

(trigger schmitt.)

Relación de frecuencias entre dos señales.



Contadores recíprocos.

Miden siempre período y para calcular la frecuencia calculan la inversa del período. Es utilizado en bajas frecuencias porque la resolución es independiente de fin. Por otro lado, la lectura es muy rápida.

Atenuador fusible y diodos protectores.

- El atenuador simplemente atenúa la señal de entrada para que no exceda el rango dinámico.
- El diodo actúa en caso de que se supere la tensión de $\pm 0.7V$ (antiparalelo) luego del atenuador.
- El fusible actúa en caso de que los diodos entren en la zona de avalancha.

Amplificador (control nivel trigger)

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

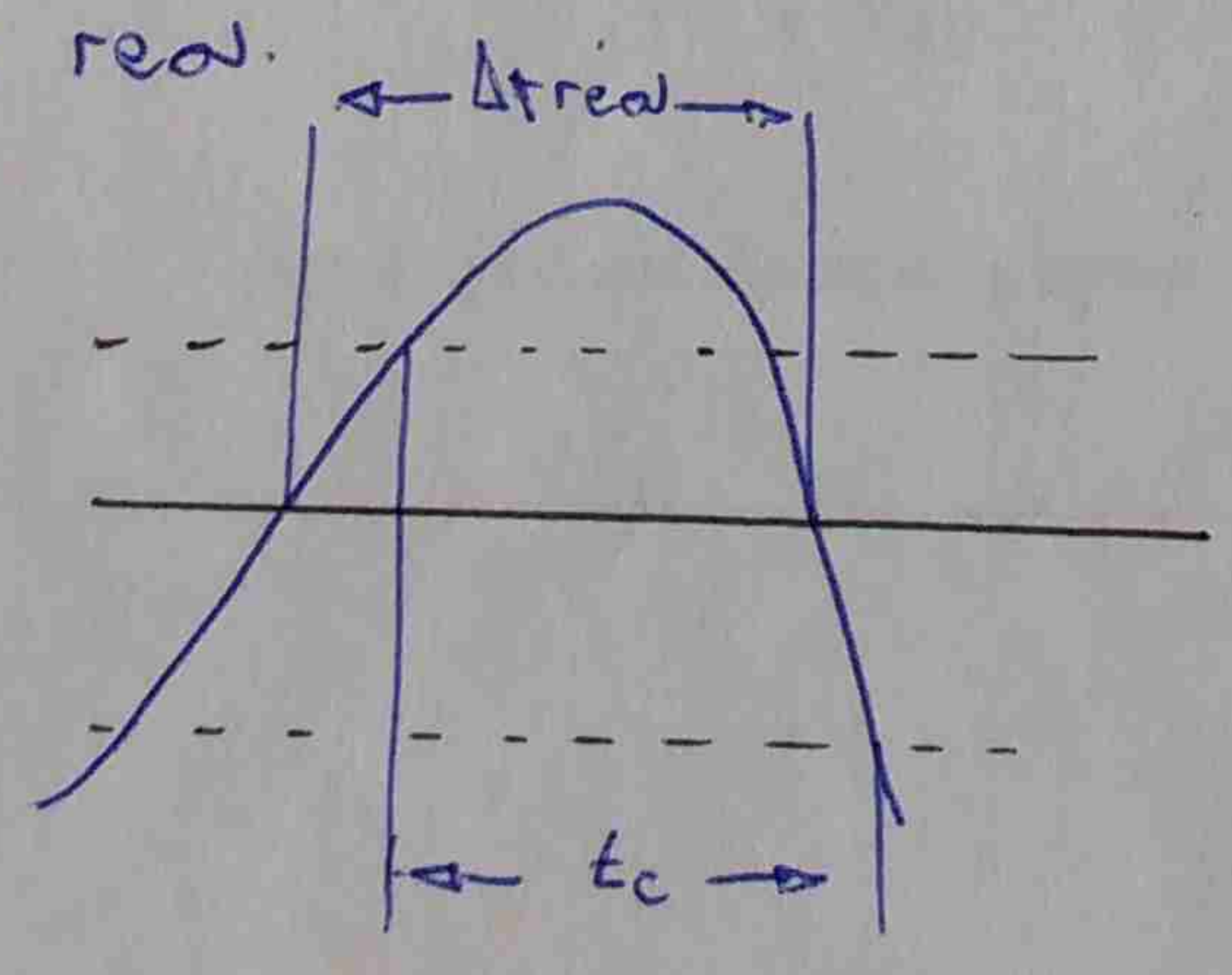
Sensibilidad: Es el mínimo valor que necesita tener la entrada para que se realice la cuera. Para valores senoidales se especifica.

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

Rango 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 garillado: Cuando tenemos señal sobre tiempo de subida t_r es diferente al de bajada t_f , el tiempo de compuesta va a ser diferente del real.



Error de cuera ± 1 :

Modo frecuencímetro:

$$\epsilon_f = \pm \frac{1}{f_s}$$

$f_{os} \approx 0L$

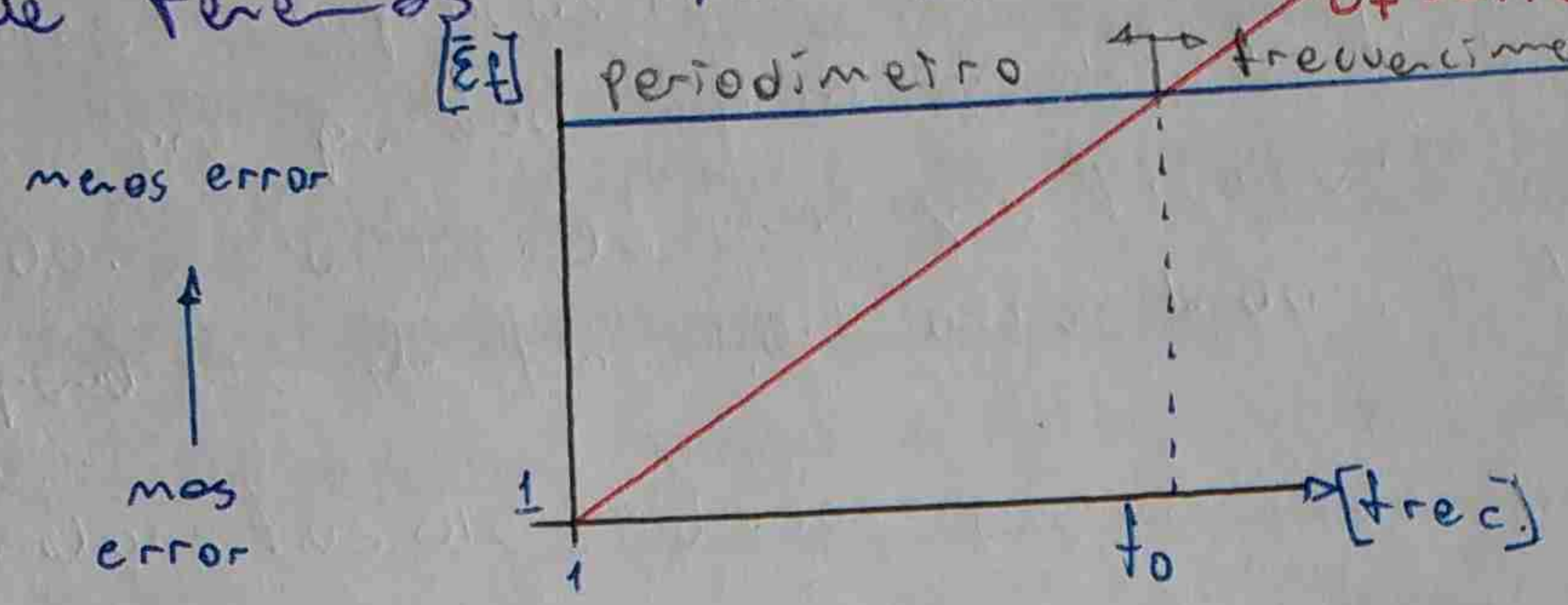
$$f_s = f_m$$

Modo Periodímetro

$$\epsilon_p = \pm \frac{T_0}{t_{p, max}} = \pm \frac{T_0}{T_{s, max}} \approx \pm \frac{1/f_0}{T_{s, max}}$$

Para frecuencias menores a 10 MHz conviene utilizar el modo periodímetro

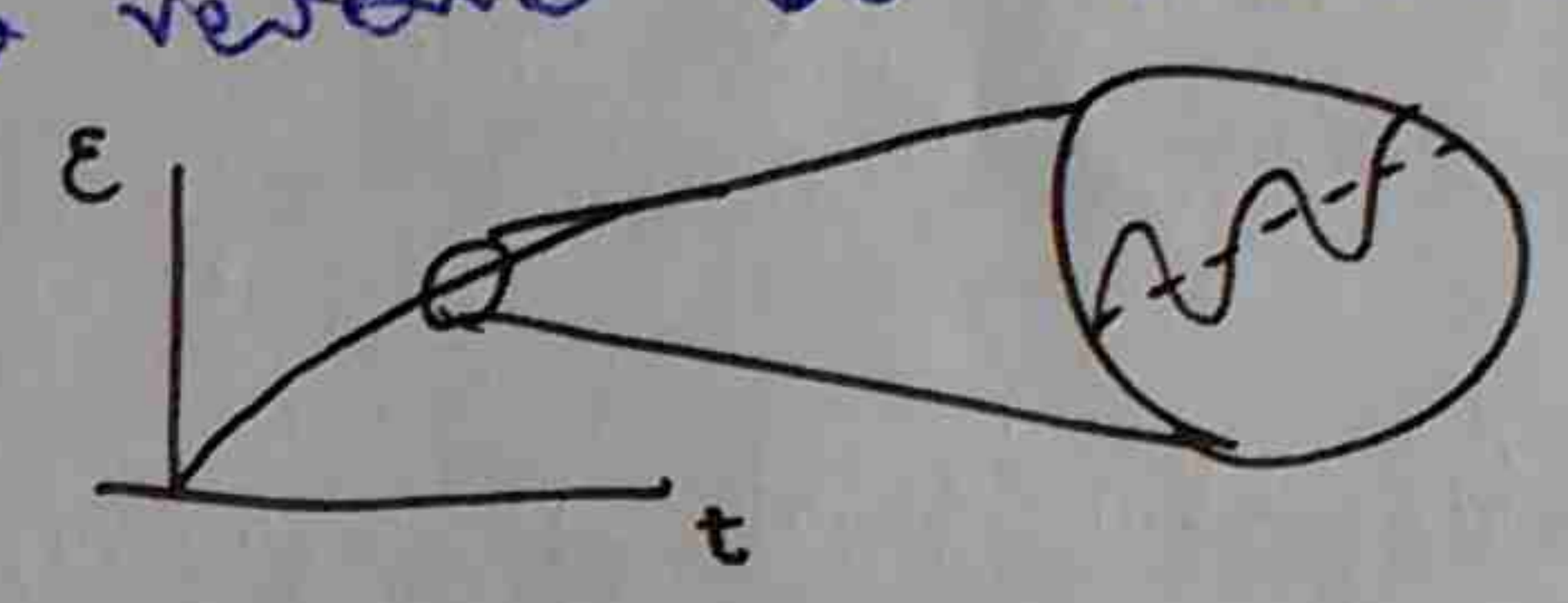
Ya que tenemos mayor resolución para $f_s < f_0$.
 ϵ_f = Error Frecuencímetro. ϵ_p = Error periodímetro



Error de trigger Aleatorio.

Debido al ruido la señal de cruce demostado pravo o tarde la ventana de histéresis. El piso de ruido supera la ventana de histéresis.

Estabilidad de la base de tiempo a corto plazo.



Mediciones en Amplificadores de Audio.

DATOS
ÚTILES

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

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

Gainancia de Inserción

Es la ganancia sustrida debido a la inserción de un dispositivo en la línea de transmisión.

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

Distorsión Armónica Total

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

$$THD = \frac{\sum P_{armónicos}}{P_{fundamental}} = \frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1}$$

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

Distorsión Armónica total + Ruido.

#, +4dBu.

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

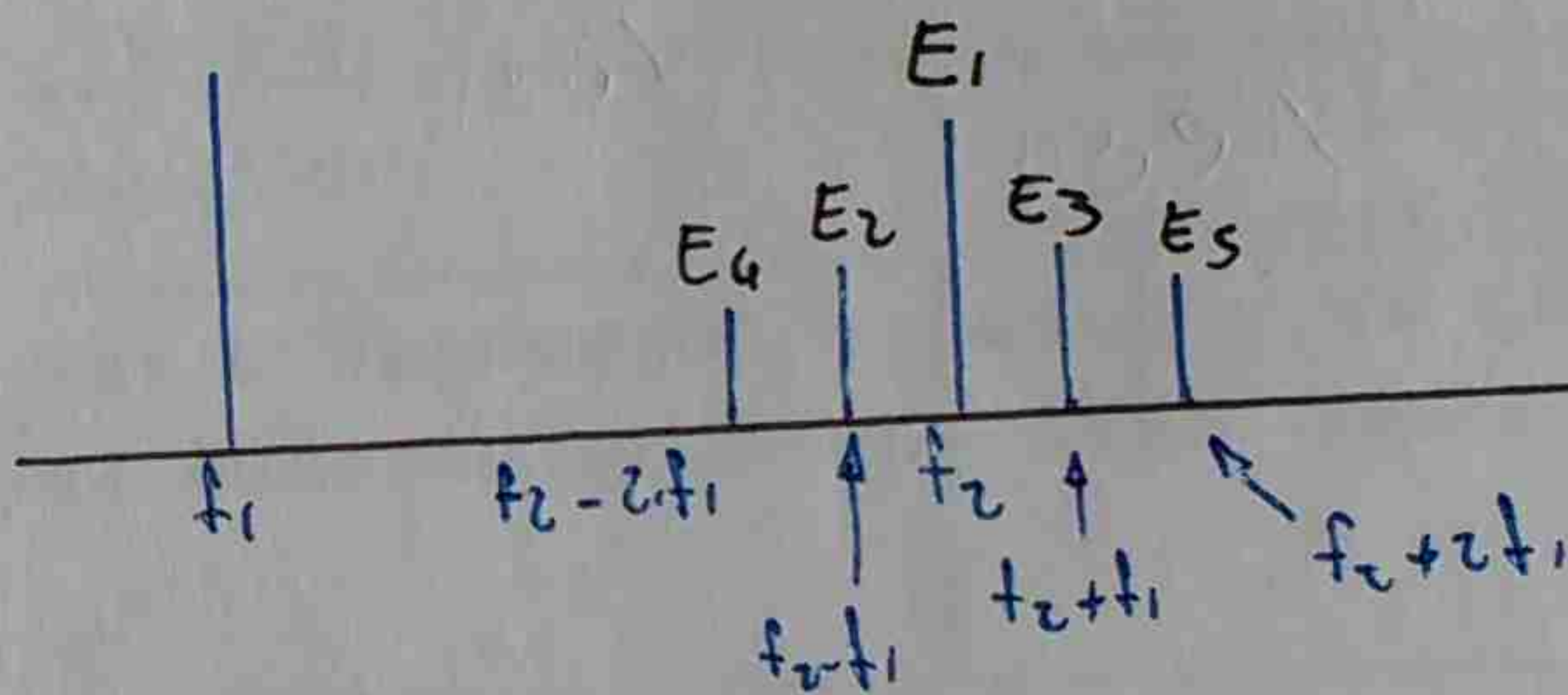
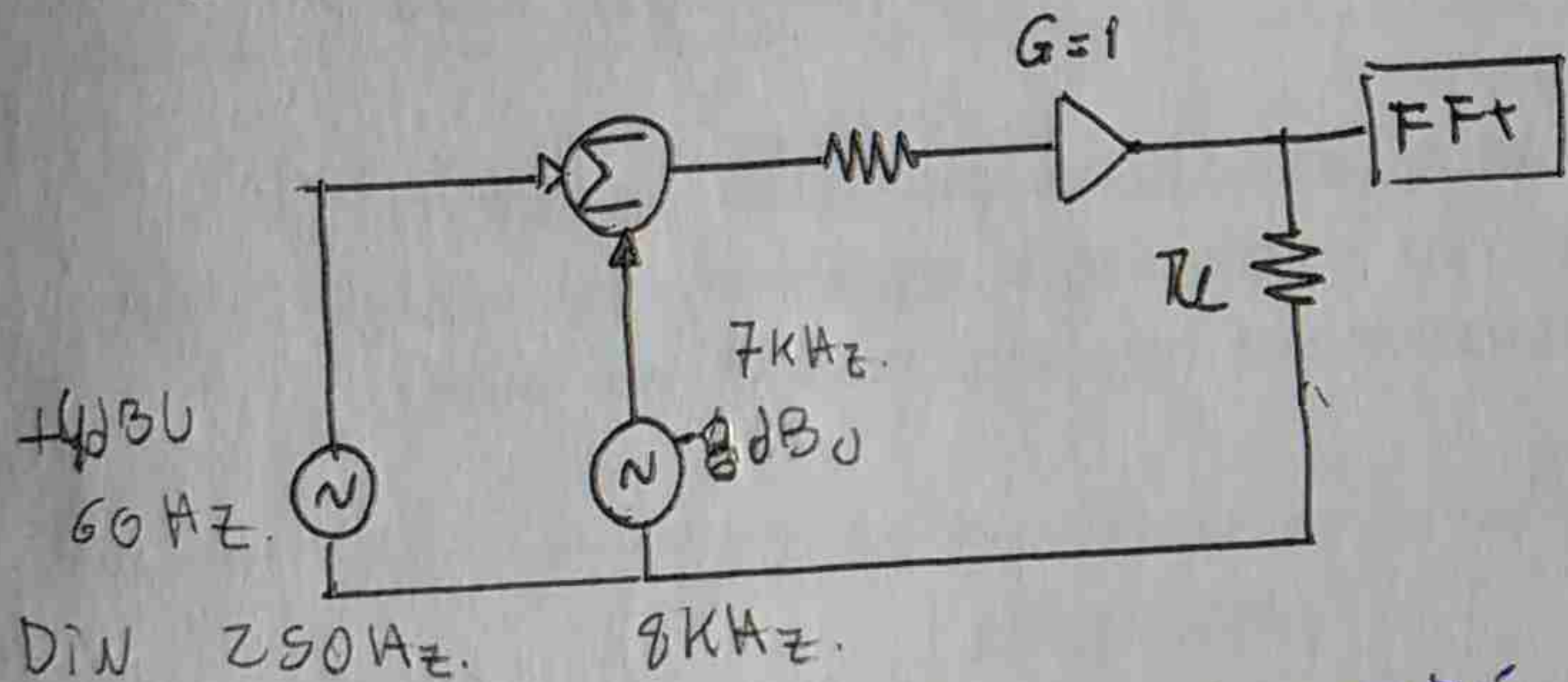
Tipo de menor frecuencia

Distorsión por Intermodulación SMPTE

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

Introducimos dos tonos. Uno de 60 Hz y amplitud +4dBu. Y otro a 7KHz de 1/4 la amplitud del primero (-8dBu)

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



$$m_1 = \frac{E_2 + E_3}{E_1}$$

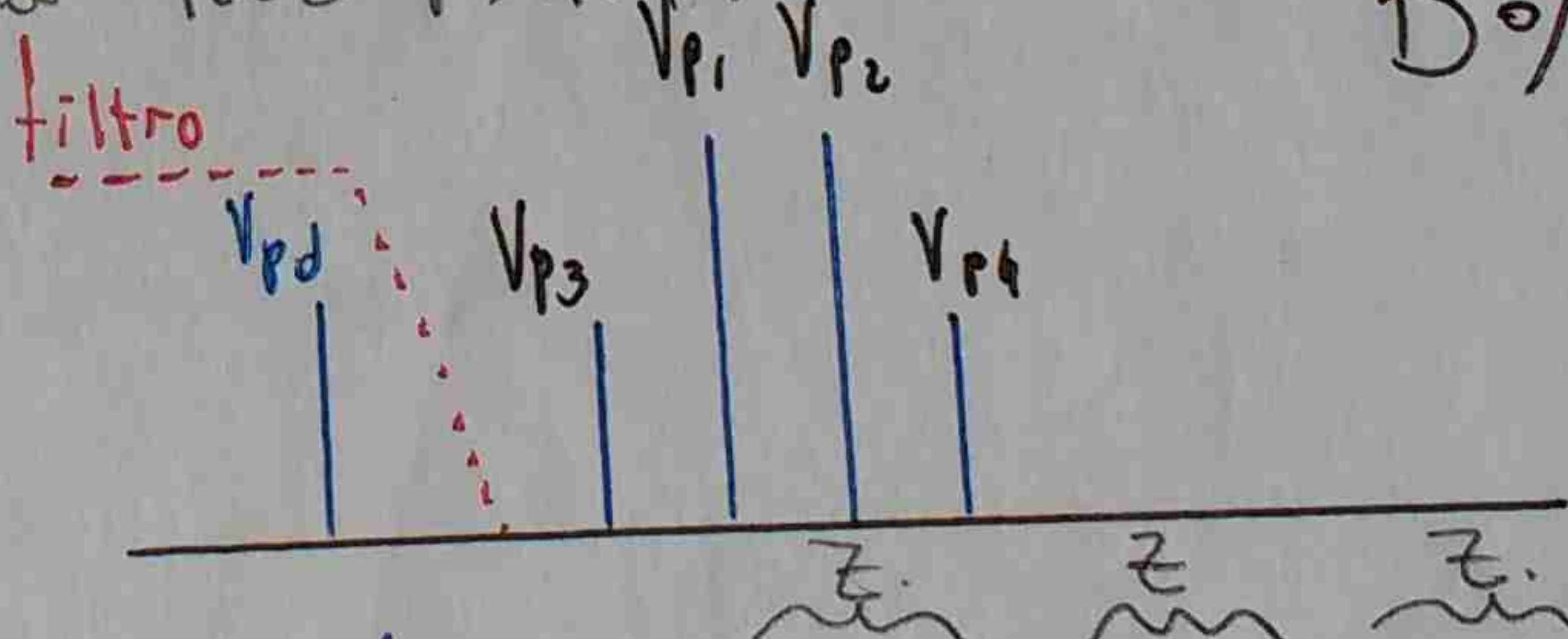
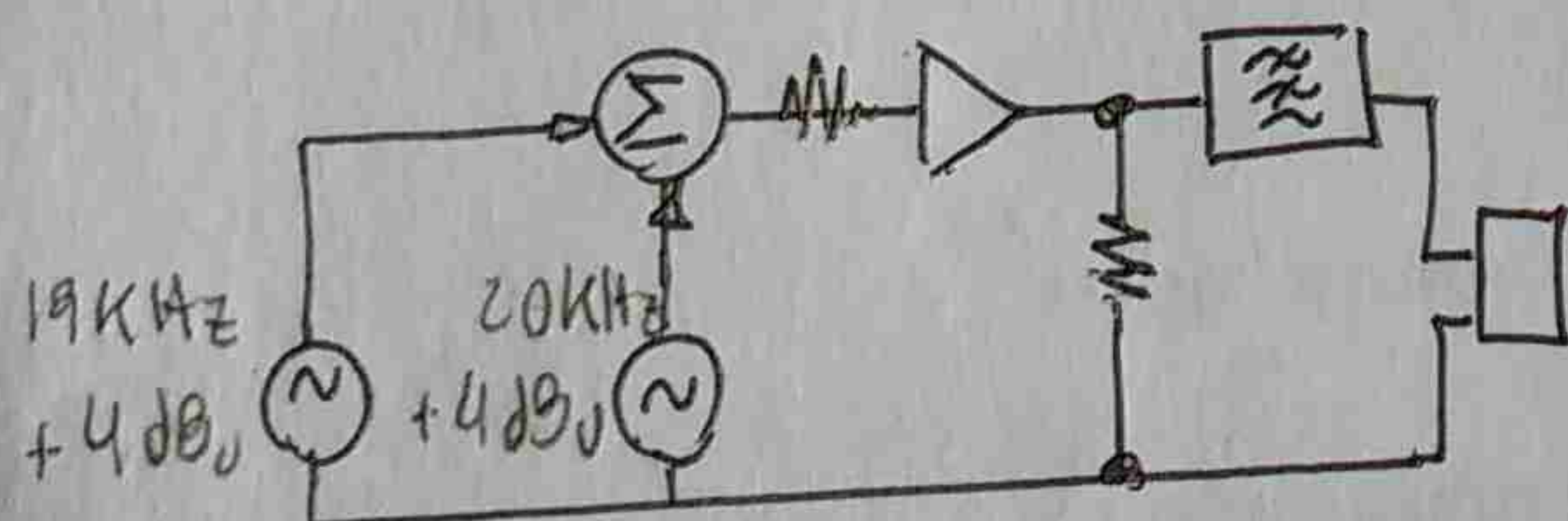
$$m_2 = \frac{E_4 + E_5}{E_1}$$

Distorsión por Intermodulación CCIT

#, 19KHz-20KHz, 1:1, +4dBu

Utilizaremos dos tonos de igual amplitud, poco espaciados, de alta frecuencia. 19KHz y 20 KHz. El filtro tiene que atenuar -40dB V_{p1} y V_{p2} por lo menos

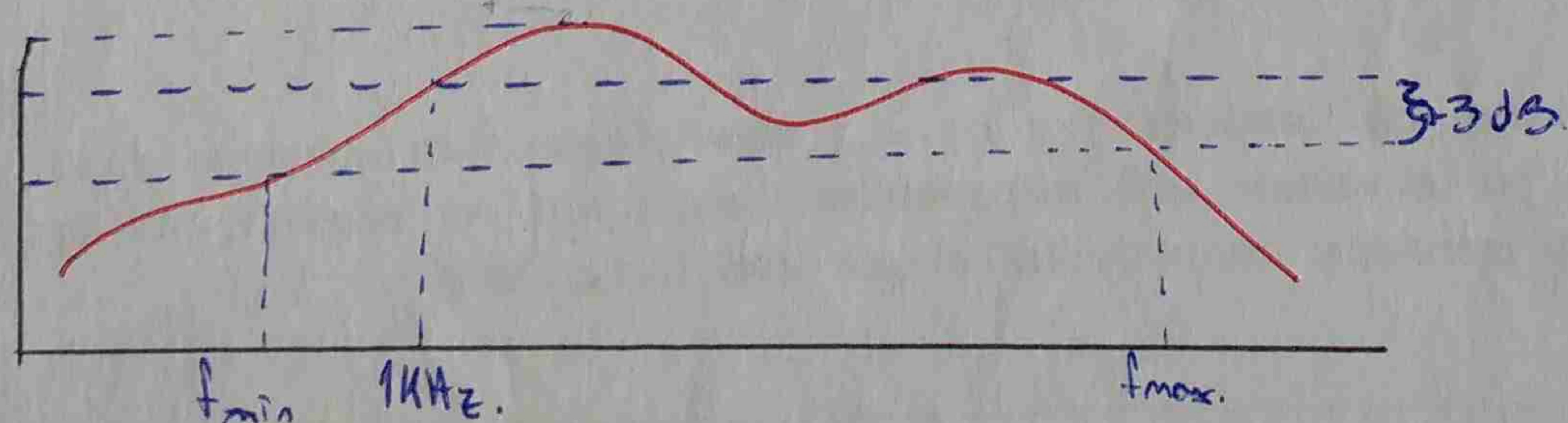
$$D\% = 100 \frac{V_{pd}}{V_{p1}}$$



Rango de frecuencias

20Hz-20KHz, +0dB/-0.5dB, +4dBu, G=1, 1KHz.

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



Potencia máxima disponible.

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

THD=10% @ 1KHz

Cross talk

El cross talk mide los fugas que se introducen de un canal a otro.
 Por un canal insertamos una señal de 4dBu 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 determinada interferencia exterior)
- Emisión (El EUT no emita interferencia mas allá de los conductores).

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

$$\Gamma_{in} = S_{11} = \frac{B_1}{A_1} \rightarrow Z_{in}$$

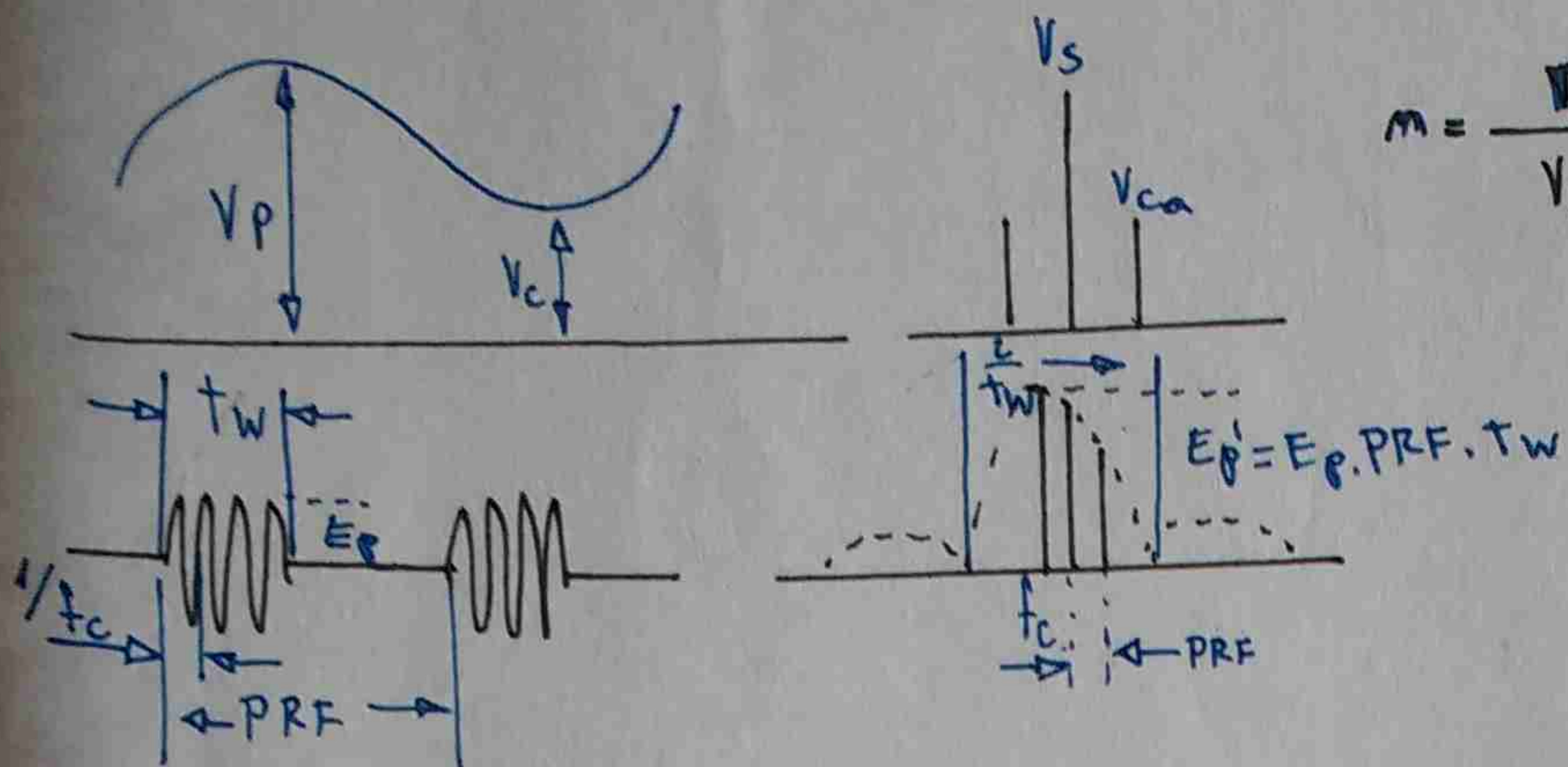
$$\Gamma_L = \frac{B_2}{A_2} \rightarrow Z_L$$

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

$$S_{21} = \frac{A_2}{A_1}$$

$$\Gamma_0 = \frac{A_1}{B_2} = S_{22} \rightarrow Z_0$$

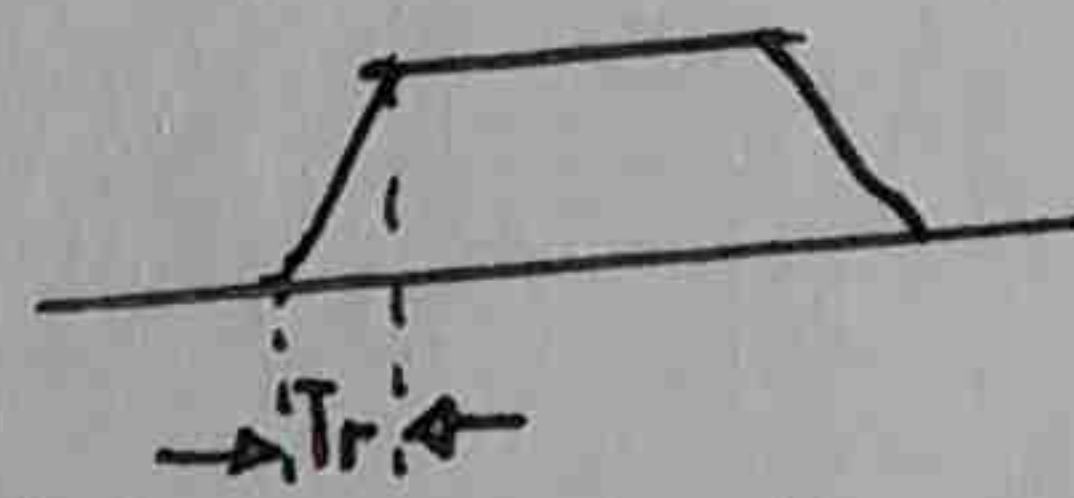
$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}$$



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

$$\frac{\text{sech}\left(\frac{2\pi TW}{T_c}\right)}{\frac{2\pi TW}{T_c}}$$

$$\frac{\text{sech}\left(\frac{2\pi Tr}{T_c}\right)}{\frac{2\pi Tr}{T_c}}$$



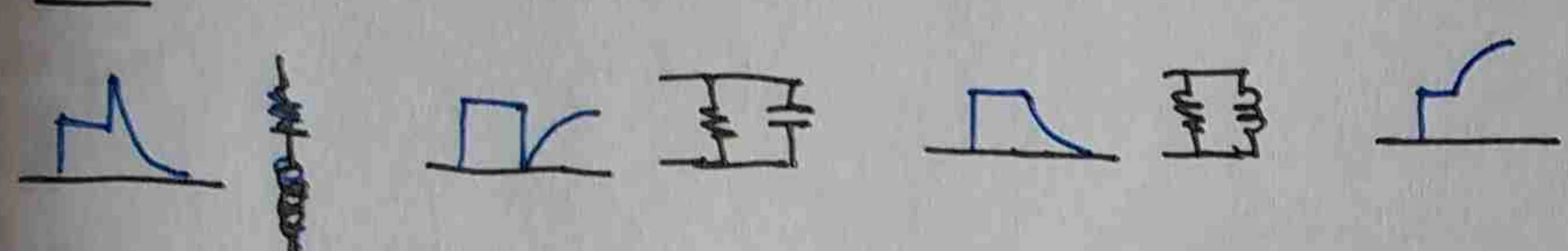
$$NF = N_0 (\text{dBm})|_{RBW} - 10 \log\left(\frac{RBW}{\text{base}}\right) + 174 \text{ dBm}$$

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

FFT

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

TDR



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

refl múltiples.

$$\Gamma_i = \frac{E_{r1}}{E_{i1}}$$

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

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

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

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

PLL

$$N-1 = P_b \left(1 - \text{decimal} \frac{F_0}{F_i}\right) \quad P_b = \frac{F_i}{10^n}$$

$$N_{\text{min}} = P_b \left(\text{decimal} \frac{F_0}{F_i}\right) \quad n = \text{decimal} \frac{F_0}{F_i}$$

Potencia RF

Puente Autobalanceado.

$$P_{\text{pulso}} = \frac{P_{\text{media}}}{D} = \frac{P_{\text{media}}}{\frac{T_r}{T_c}} = \frac{T_r}{T_c} P_{\text{media}}$$

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

↑ ↑
initial final
calibration

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

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

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

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

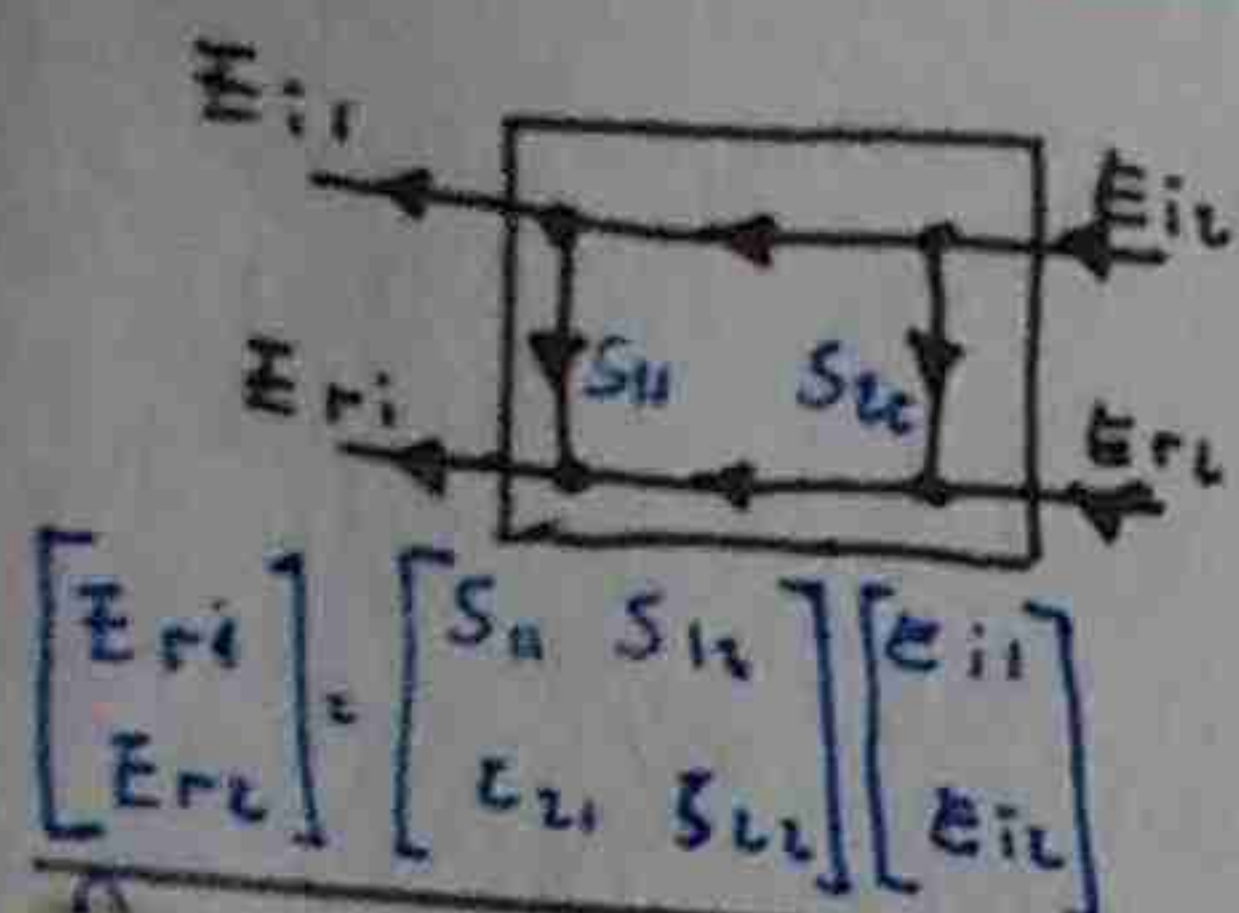
$$\frac{S}{N} = 20 \log \frac{V_{\text{ORMS}}}{V_{\text{NRMS}}}$$

$$RD = V_{\text{PP-es}}|_{\text{dBu}} - V_{\text{N}}|_{\text{dBu}}$$

$$\Gamma_{\text{pot}} = (\Gamma_{\text{resid}})^2$$

$$CT = 20 \log \frac{V_c}{V_{\text{qdbu}}} = 10 \log \frac{P_c}{P_{\text{qdbu}}}$$

Parámetros S.



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

$$-1 < S_{11} < 1$$

$$-1 < S_{22} < 1$$

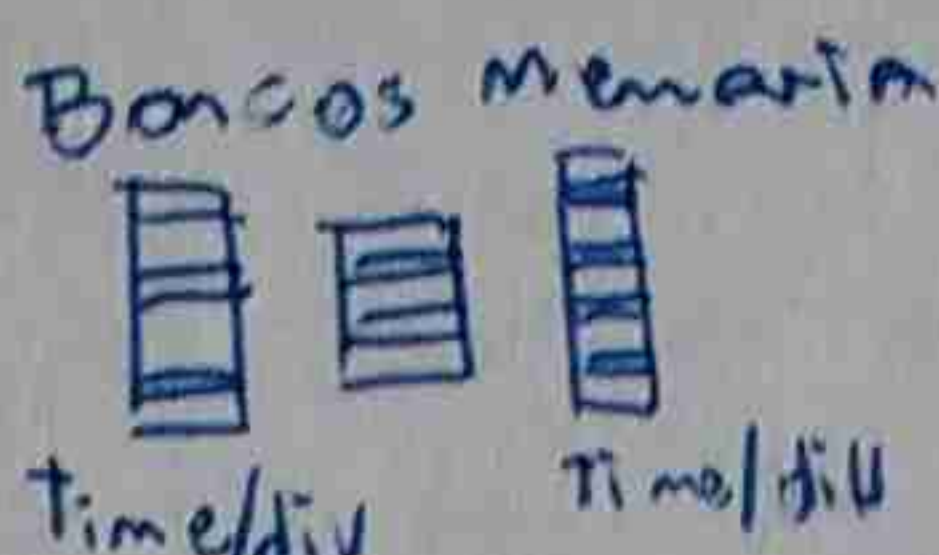
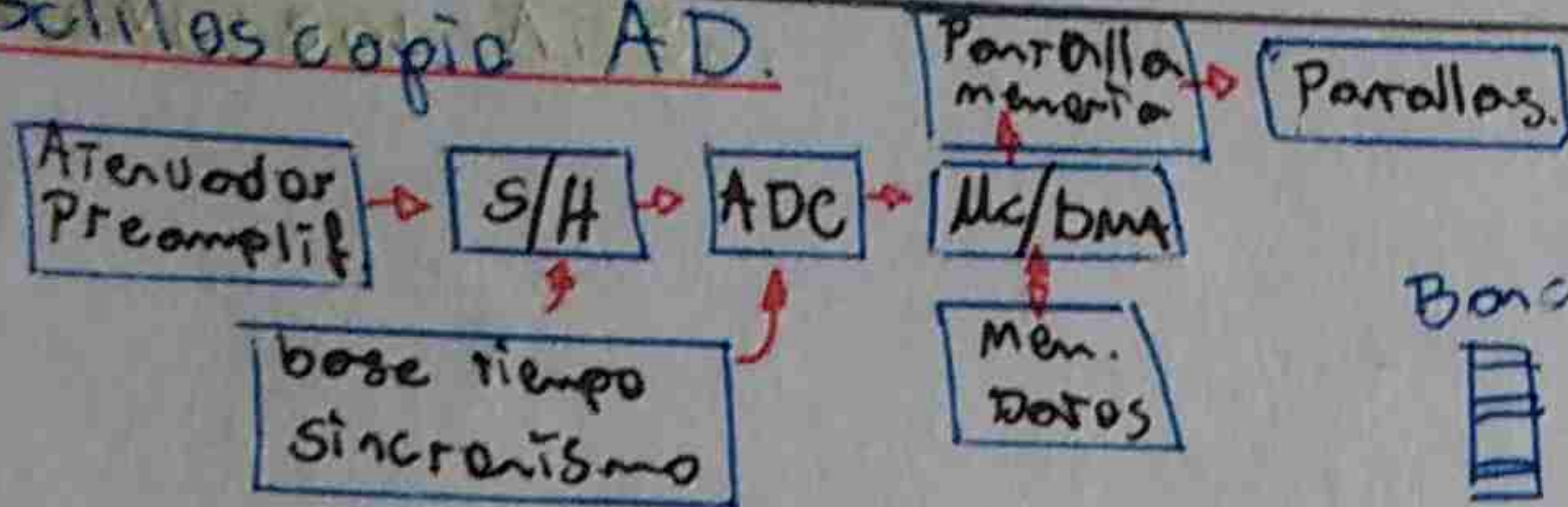
$$0 < S_{12} < 1$$

$$S_{21} > 1$$

Voltímetro Vectorial.

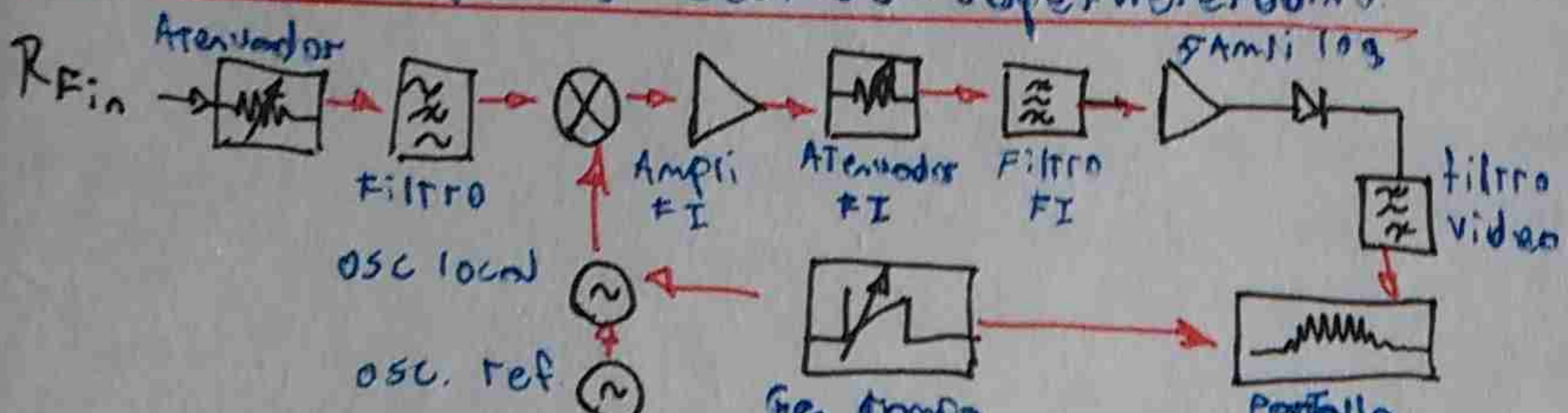
- Mezclador/Chopper/FI/20KHz
- APC/Canal A(fase)
- Forma/FI/Armónicos
- Onda/FI/<1GHz
- Filtro 1KHz ruido térmico.

Osciloscopio AD.

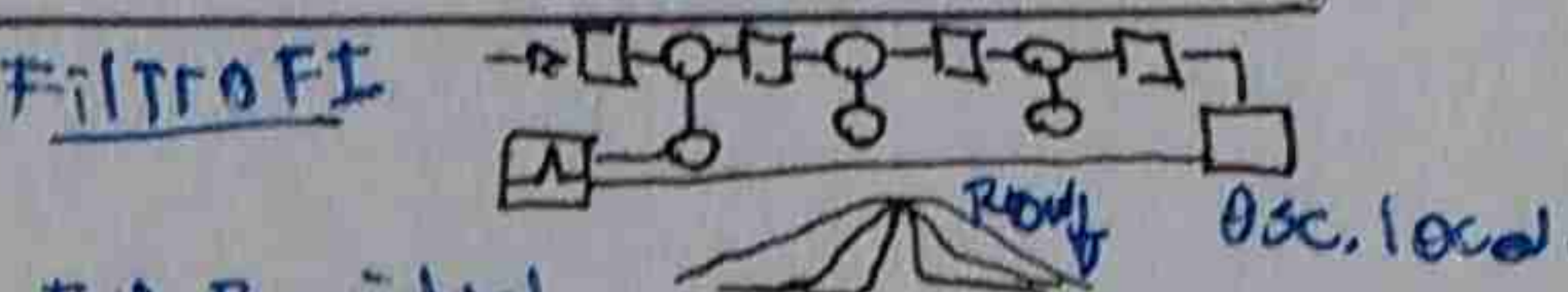


MUESTRO NATURAL (coherente) $f_{in} < f_{muestro}$
EQUIVANTO (no coherente) $f_{in} > f_{muestro}$ Δt

Analizador Espectro Barrido-Superheterodino.



FILTRO FI



FM Residual

Ruido Fase

Resol Frec. (-3dB)

Factor Forma (-3/-60dB)

Ruido espectral $RBW < PRF$
Pulso espectral $RBW > PRF$

$$RBW \times VBW$$

$$ST = \frac{K_1 SPAN}{RBW^2}$$

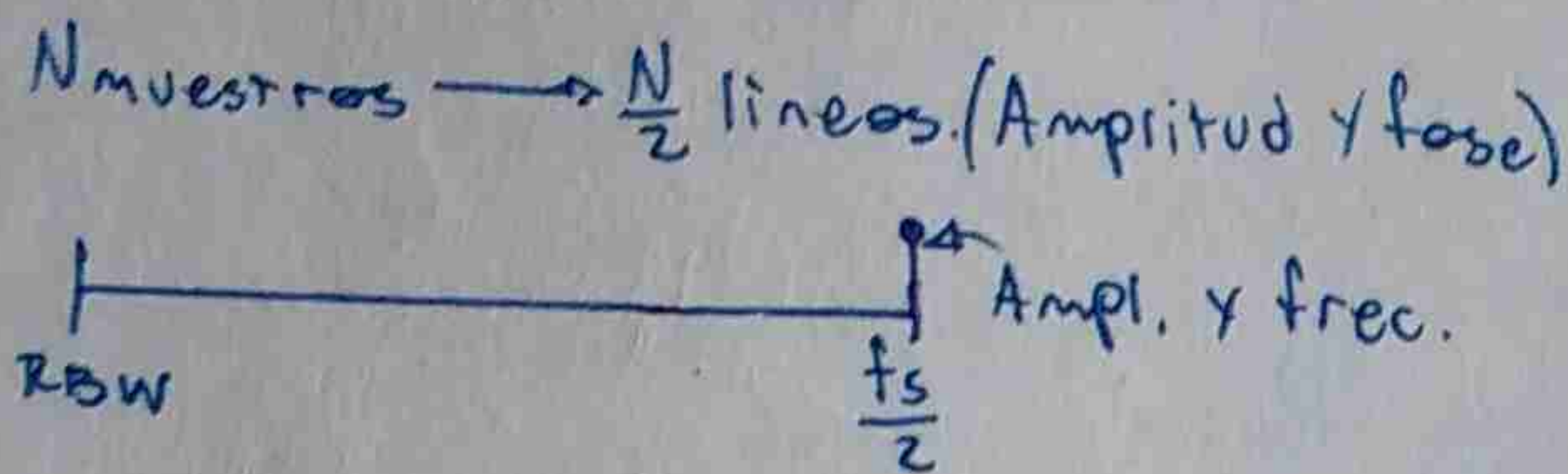
$$ST = \frac{K_1 SPAN}{RBW VBW}$$

Errores Absolutos

Fid. Display $\rightarrow$ Ampl. Log
Detect env.
Circ.
Frecuencia $\rightarrow$ OL
Mezcl.

Mediciones $\rightarrow$ AM $\rightarrow$ m $2^2.52/3^0.865$
 $\rightarrow$ FM $\rightarrow$ m.f. (1° Nulo m.f. 2.4)
AM modulado pulso

Analizador FFT.

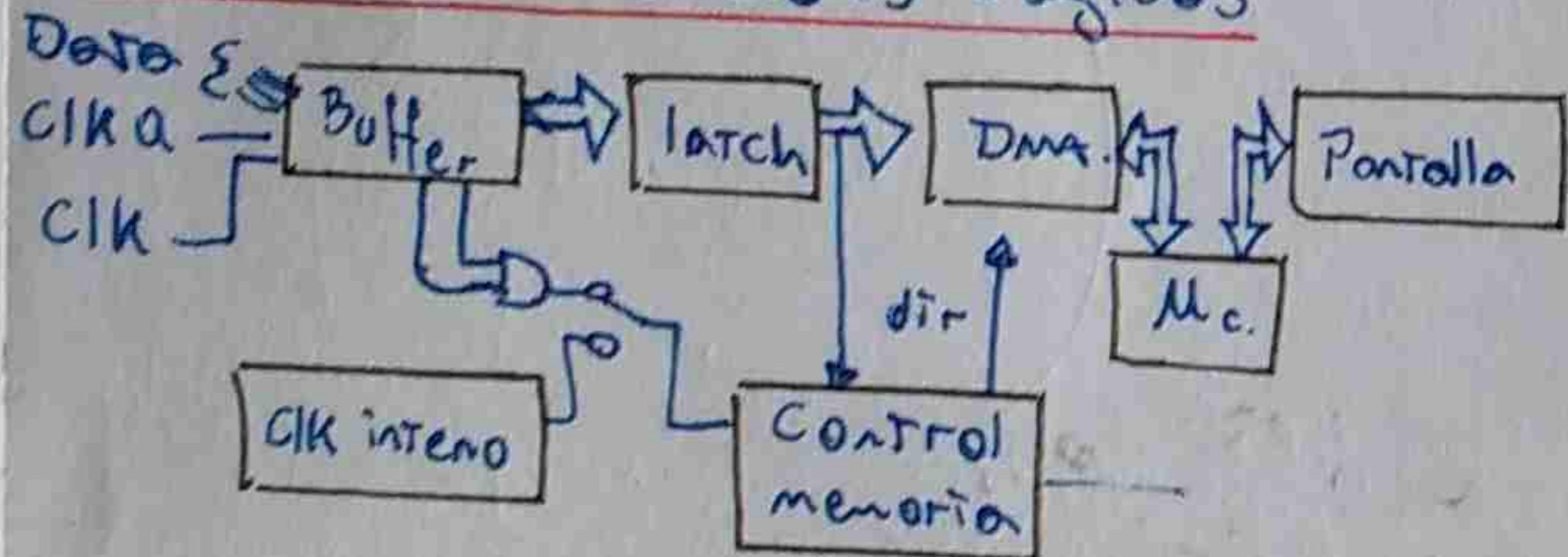


Tiempo $\rightarrow$ Correlación
Autocorrelación
coherencia
Ruido fase
Frec $\rightarrow$

Veranos

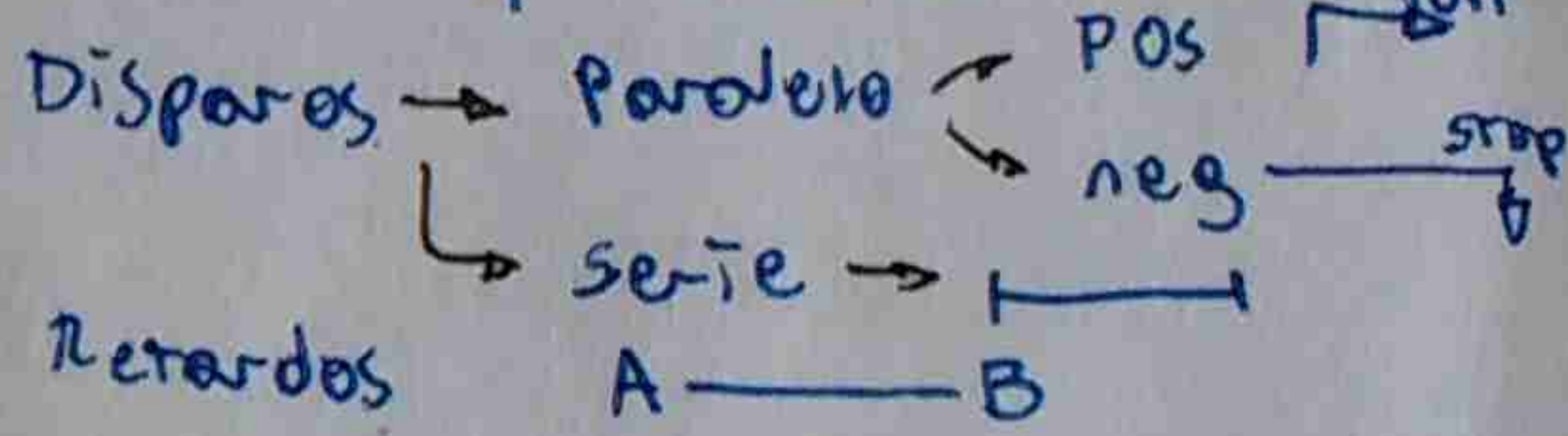
Flat-Top: Potencia radiada por un equipo
Uniforme: Sin verano transitorios.
Hanning: Medición con poca fuga espectral
exponencial: Pulso amortiguado en el tiempo.

Analizador Estados Lógicos



Síncrono (An. Lógico) CLK externo
Asíncrono (An. Temp.) CLK interno
Muestreo Transicional (menos memoria).
Detector glitch
Puntos $\rightarrow$ Pasivos.
 $\rightarrow$ Activos
 $\rightarrow$ Dedicados.

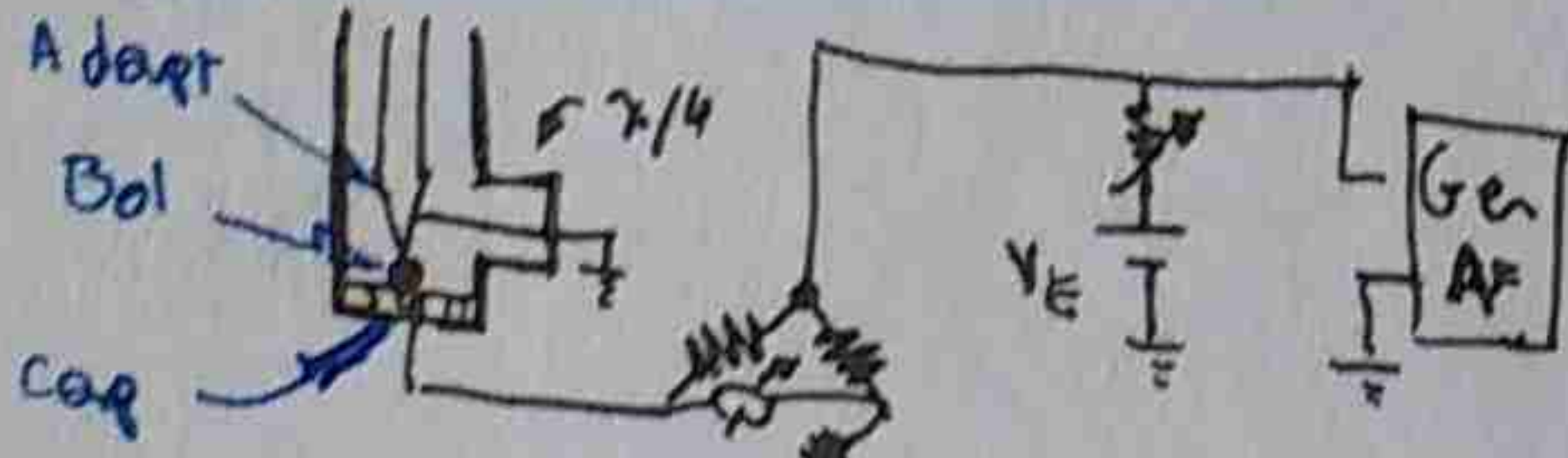
DMD (Deep mem. osc).



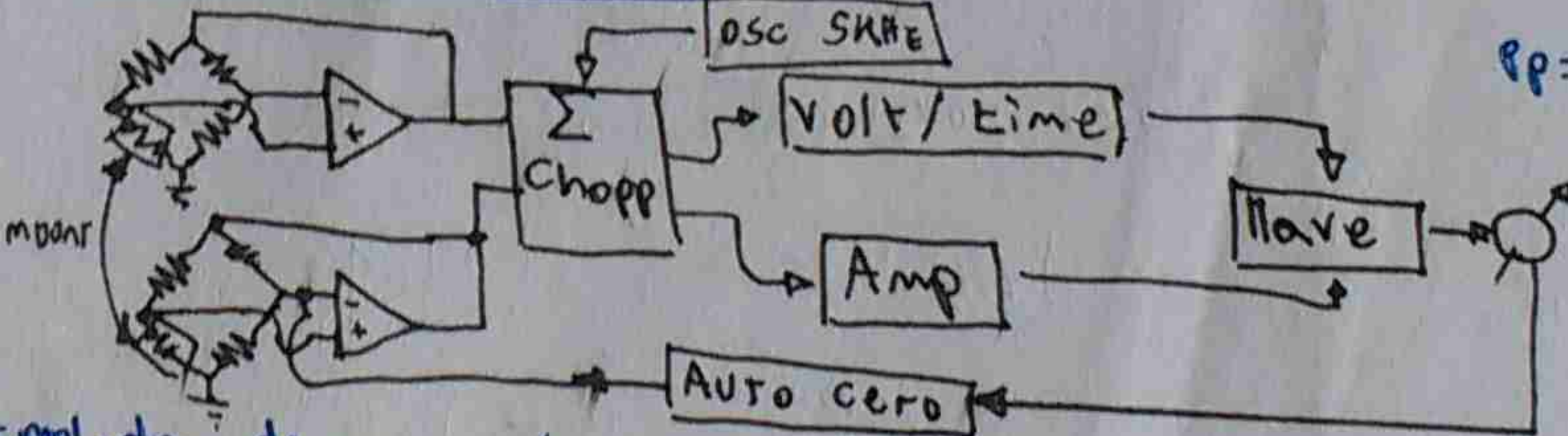
Potencia RF

Potencia media (Pulso)
Potencia pico envol.

Método Balométrico

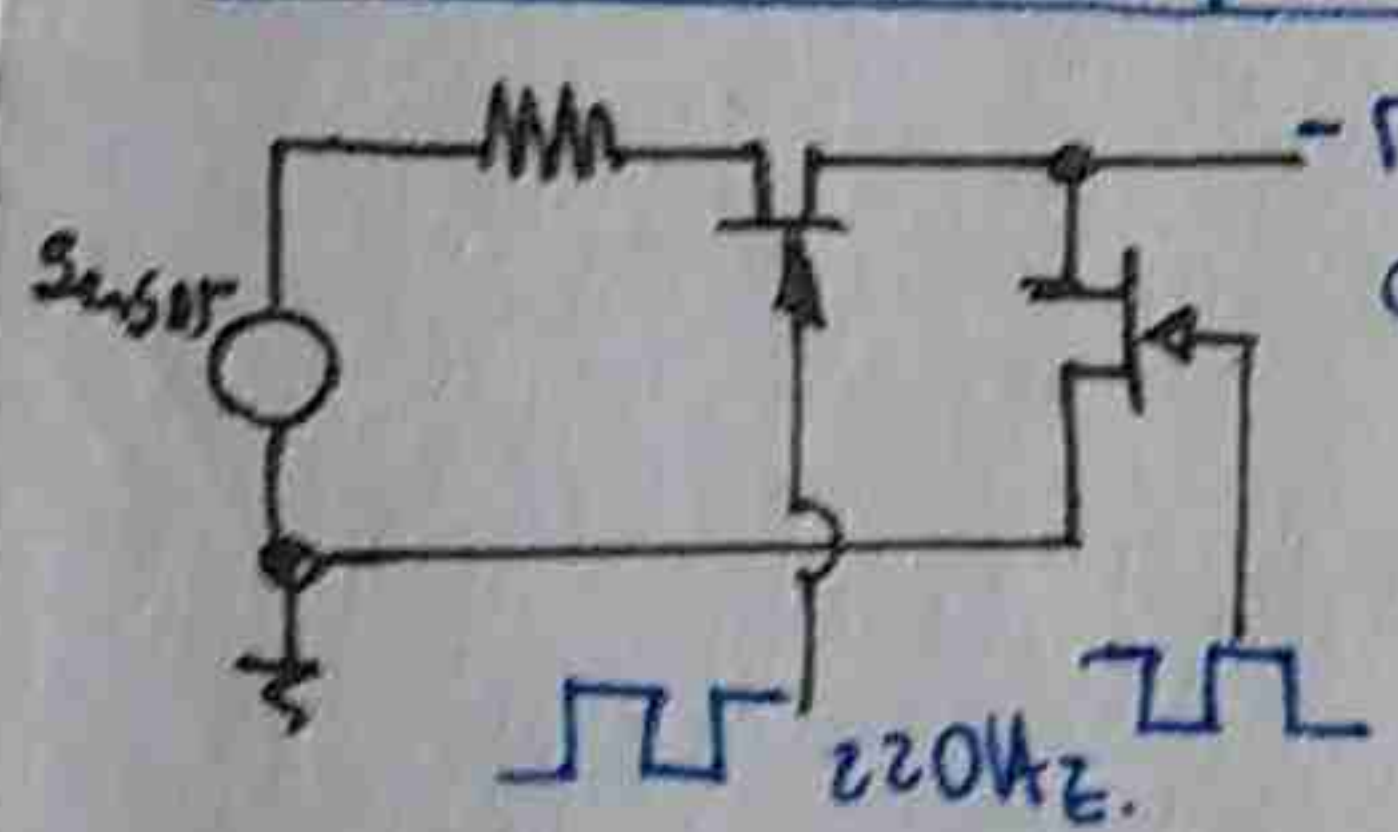


Puente Auto Balanceado

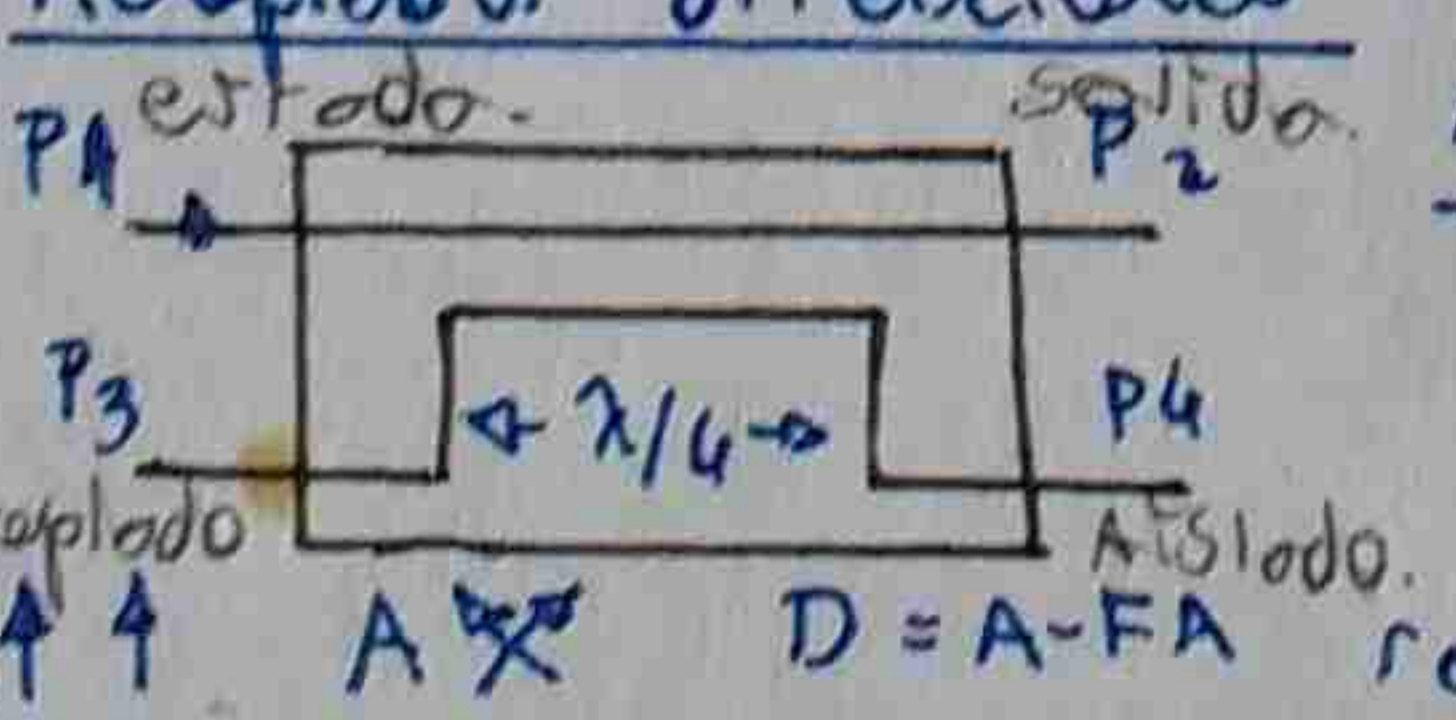


$$P_p = \frac{1}{4R} (V_0^2 - V_{rf}^2)$$

Sensor Termocuplo.



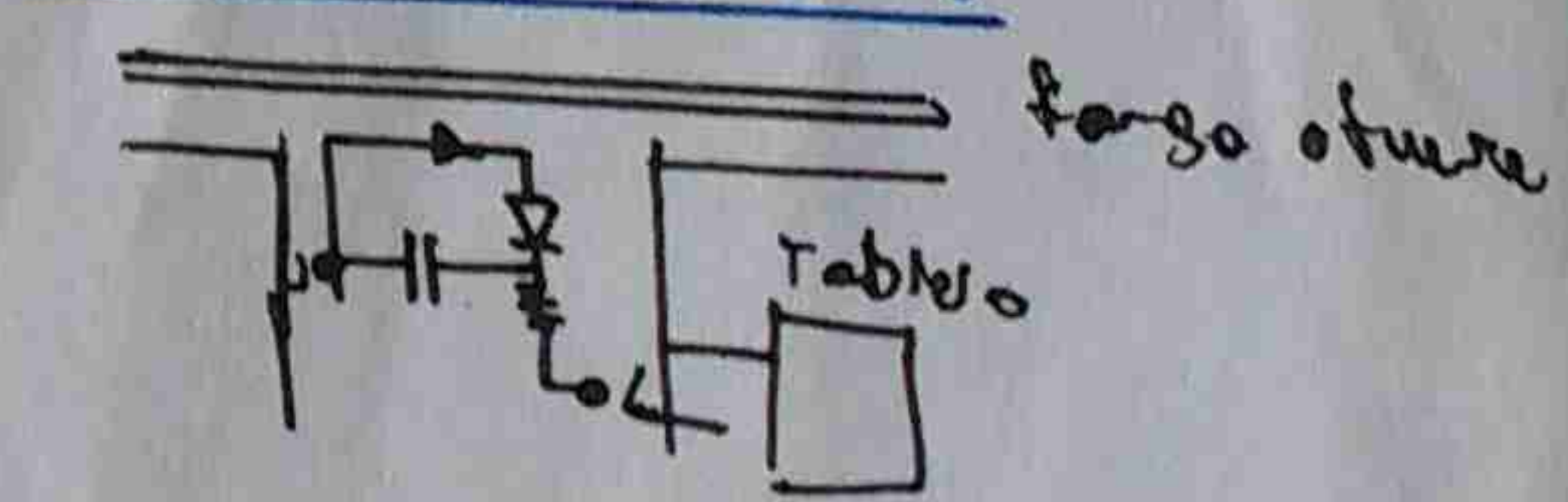
Acoplador direccional



Acoplador de ranura (bethe)



Voltímetro Thru-line



MED 2