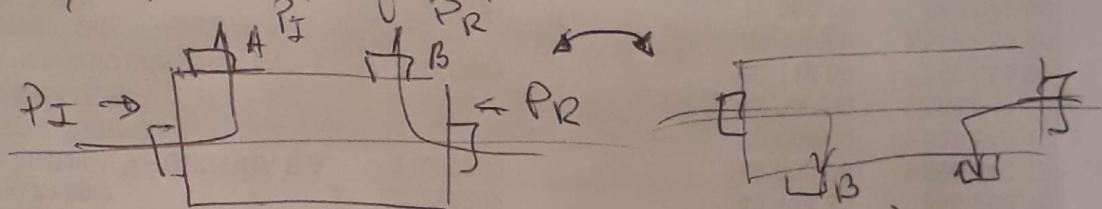


Examen Final N°1

IV) Cuales de las siguientes afirmaciones son características del VV?

- a Se debe calibrar tanto como para medir parámetros de los portos
- b Por un lado los coef. de reflexión S11 y S22 y por otros los de transf. directa e inversa (S21 y S12).
- c
- d • generalmente en la medida de parámetros S, se realiza para una sola frecuencia, es decir son válidos para una única frecuencia, en lo que debemos
- e No, los acopladores direccionalas se utilizan por fuera del equipo, y no son sensores de potencia, tan solo toman una muestra de señal incidente y su reflejo. Son mididores y funcionan igual si se los invierte

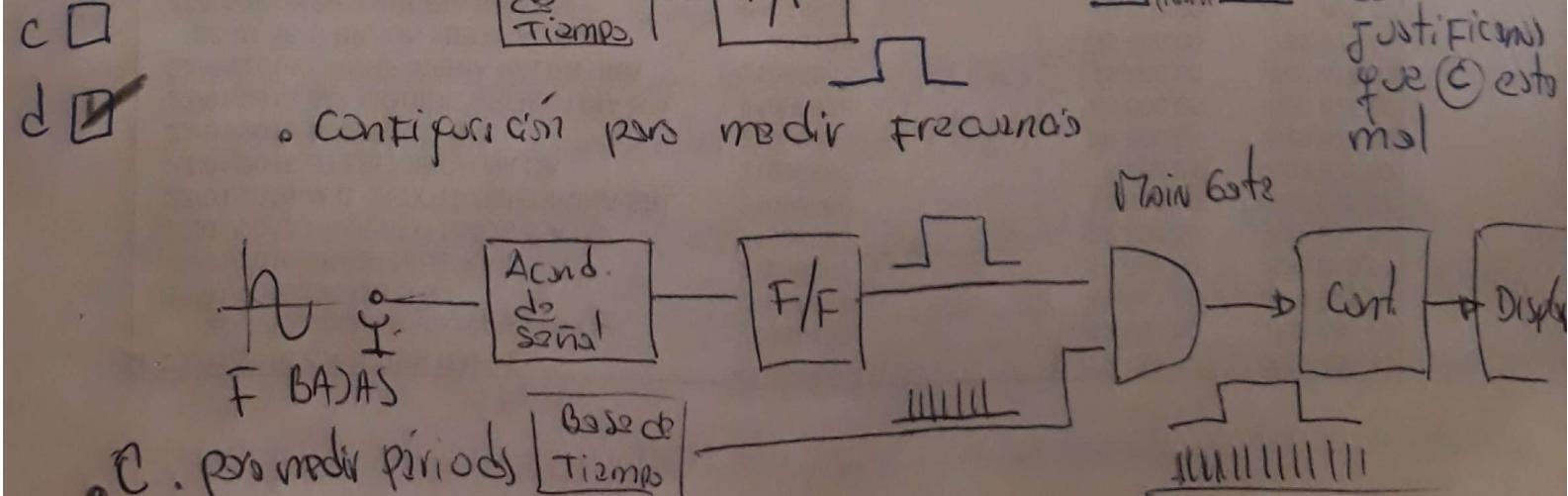
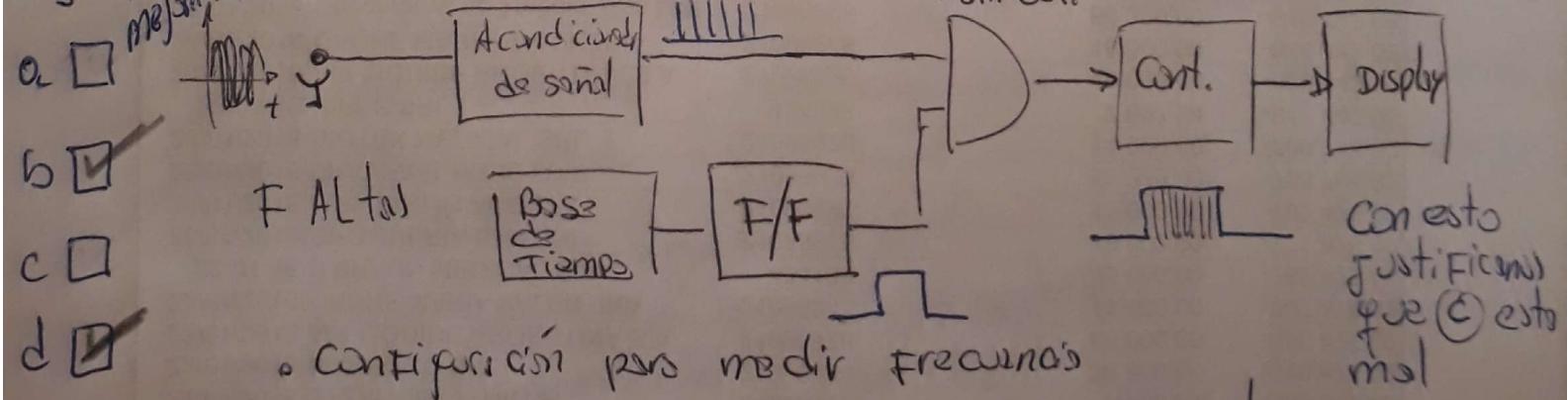


$$\text{Factor de Acoplamiento} = 10 \log \frac{P_I'}{P_I} = 10 \log \frac{P_R}{P_R}$$

(-30dB a -70dB)

$$\text{Factor de rechazo, Directividad} = 10 \log \frac{P_R'}{P_I'}$$

V) 2) Consideraciones al utilizar un controlador electrónico (frecuencia) (meto)



- N°1 3.- Observar imágenes y conducir [AEB] (R2)

a) Señal de AM con bandas laterales, Frecuencia portadora o $f_c = 200\text{MHz}$ y bandas laterales $\pm 400\text{Hz}$ (lo indica el marcador) y estos tienen $-46,06\text{dB}$ por debajo de la portadora.

El ancho de banda de resolución es de 30Hz

$RBW = 30\text{Hz}$, se usa un valor bajo para poder apreciar amplitud de portadora y bandas laterales.

Podemos calcular así el índice de modulación

$$m = \frac{E_m \cdot M(\%)}{E_p}$$

b) Se ha establecido el span $Span = 0$, lo que nos permite visualizar la señal modulante de AM. Puedo medir la frecuencia en el dominio del tiempo

$$f_m = \frac{L}{L,23 + 5\text{ms}} = 808\text{ Hz}$$

$$St = K \cdot \frac{Span}{RBW^2}$$

c) Medición en FM, cuando tenemos el nub de portadora, podemos ver como varía su frecuencia hacia cada. Por lo tanto calcular el índice de modulación, según Bessel.

Se elige un span amplio, 200kHz

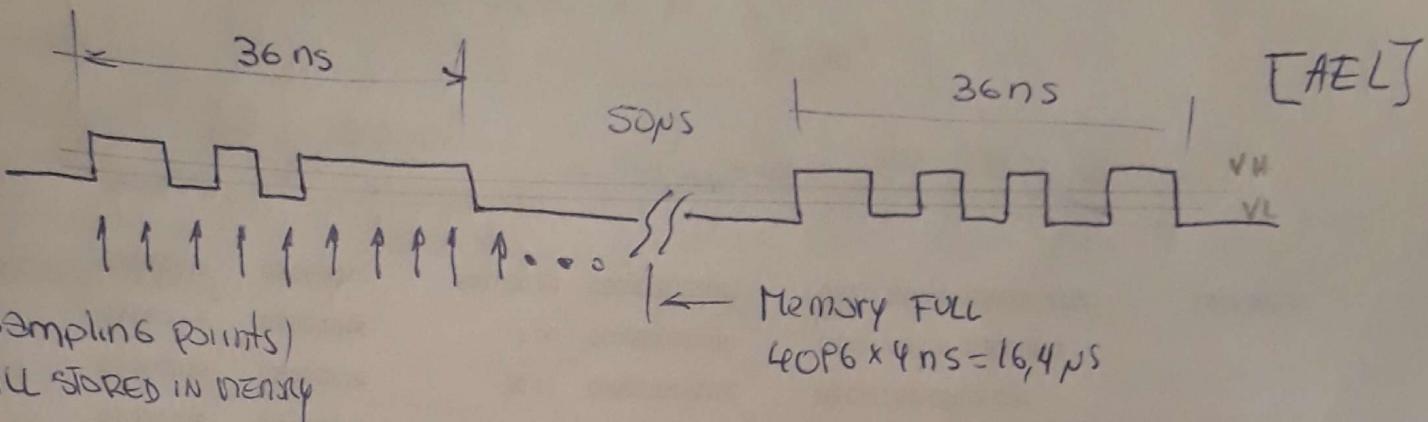
Frecuencia portadora = 50MHz

d) Medición en FM, aquí podemos medir la variación Δf o ad' los de la portadora, $f_c = 50\text{MHz}$ con un span de 500kHz y 10 divisiones, implica que tenemos 50kHz/div . Contando cada límite

3 divisions, $\pm 150 \text{ kHz} = \Delta f$

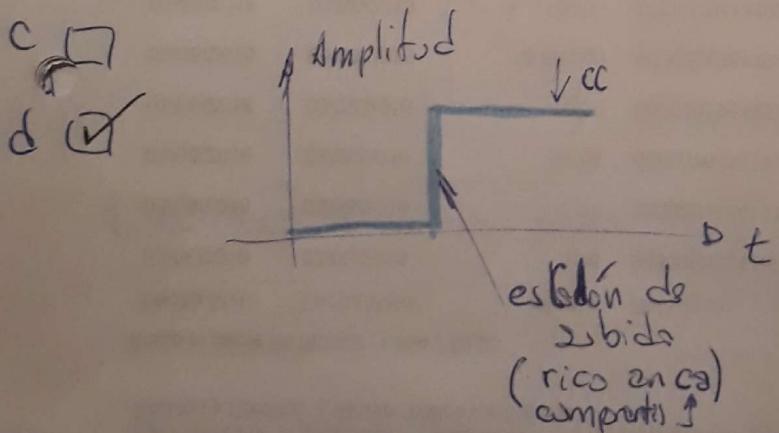
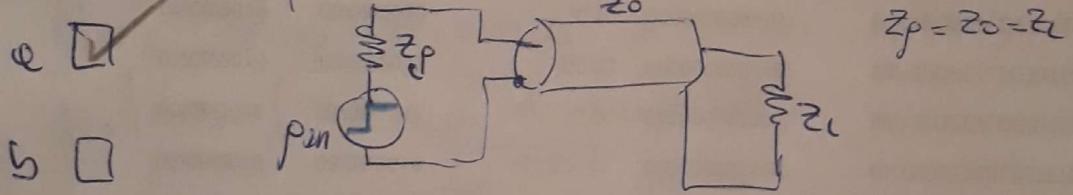
(R3)

4.



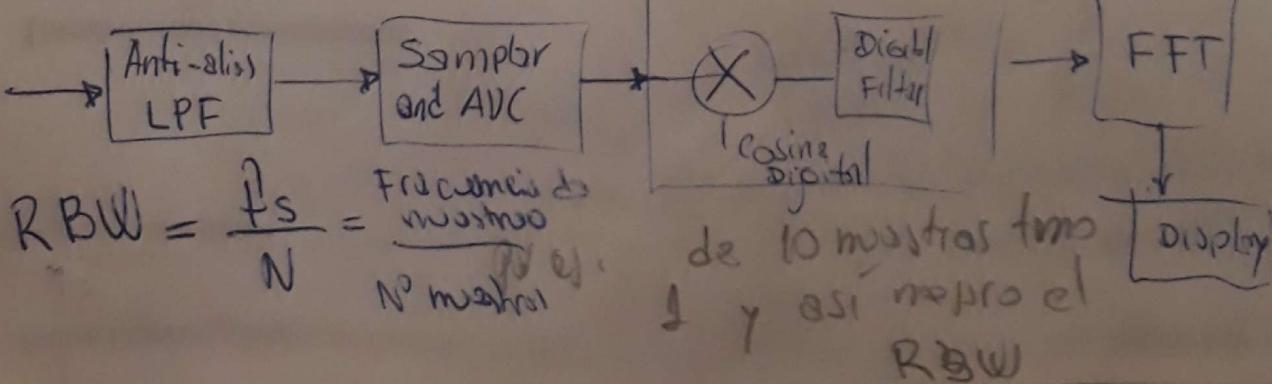
- Caso de medida de un analizador de estados binares, deberás aplicar muestras transitoriales → estados en tiempo
- Con este sistema nos acercamos más al hardware que al software.

5. Indique las afirmaciones verdaderas en TDR:



Filtro de diezmo

6 -



- [AE87] j Piso ocurre si disminuye RBW en 10 veces (R4)

$$RBW = \frac{f_s}{N}$$

$$\boxed{\frac{\text{Span}}{st} \left[\frac{\text{Hz}}{\text{s}} \right], \frac{\text{Span}}{t_{\text{barri}}}}$$

velocidad de barrido = velocidad con que la señal pasa por el filtro.

Ahora el tiempo de barrido es:

$$\boxed{t_{bp} = \frac{RBW}{\frac{\text{Span}}{st}}} \quad (\text{es decir frecuencia/velocidad} = \text{tiempo})$$

t_{bp}, es el tiempo que tarda mi señal en cruzar el filtro

Hay otro tiempo a tener en cuenta el t_r del filtro (tiempo de respuesta)

$$\boxed{t_r = \frac{K}{RBW}} \quad \text{una constante del filtro}$$

tiempo de respuesta del filtro

La idea es que $\boxed{t_{pp} = t_r}$

✓ El piso de ruido disminuye 10 veces (10dB)

$$\frac{RBW}{\frac{\text{Span}}{st}} = \frac{K}{RBW}$$

$$\frac{RBW}{\text{Span}} \cdot st = \frac{K}{RBW}$$

c ✓ el barrido aumenta 100 veces
st aumenta en 100

$$\boxed{st = K \cdot \frac{\text{Span}}{RBW^2}}$$

Si RBW disminuye 10 veces

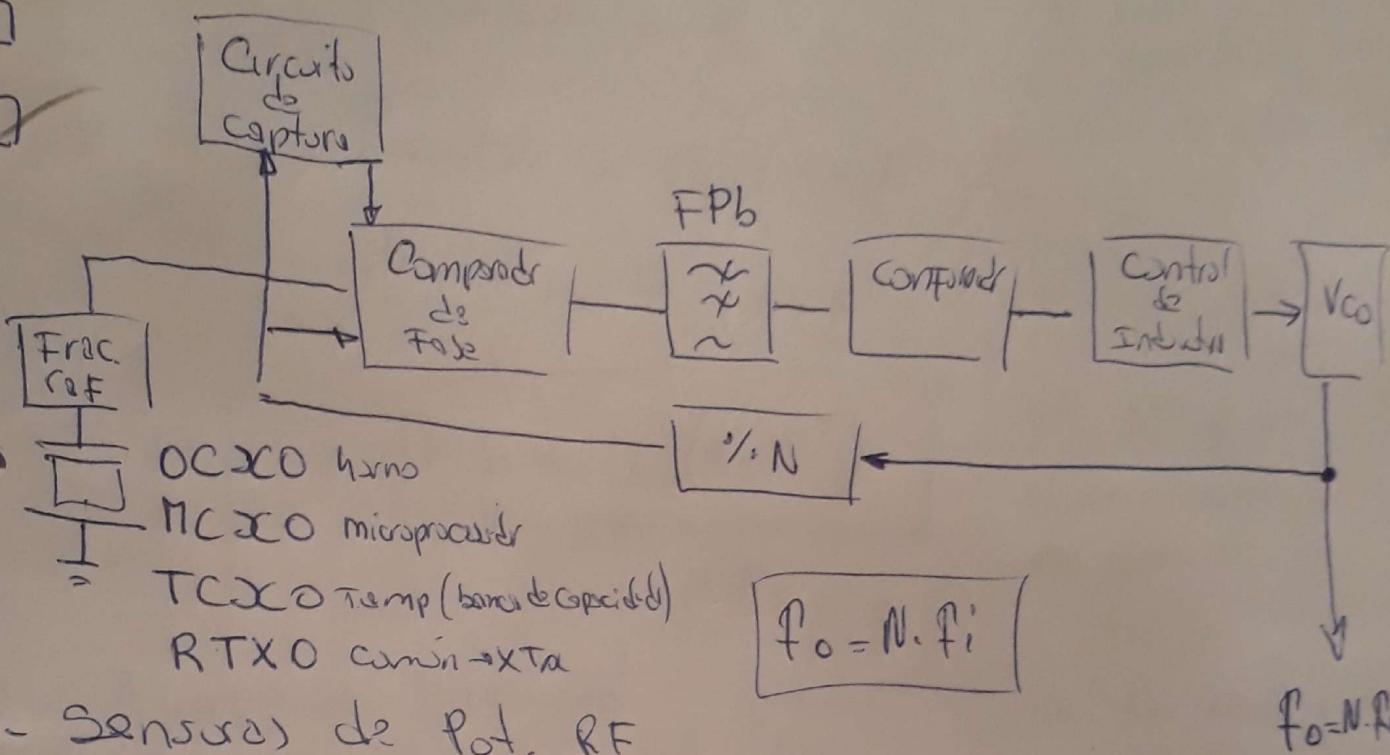
E: [SINTET. DE FRECUENCIA] Generadores

senoidal

AWG (DDS)

(RS)

a
b
c
d



9.- Sensores de Pot. RF

K_b

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

por $Z_L = Z_0$

P

n

n

represents the portion of power that is dissipated in the sensor

$$P_i = P_r + P_t$$

px otro lado si se cumple $\rho = \frac{E_r}{E_i}$, tambien

$$\text{se cumple; } \rho^2 = \frac{P_r}{P_i}$$

$$\therefore P_r = \rho^2 \cdot P_i$$

reemplazo ③ en ②

$$P_i = \rho^2 P_i + P_t \Rightarrow P_t = P_i - \rho^2 P_i$$

$$P_t = P_i (1 - \rho)^2$$

$$P_t = (1 - p_f^2) \cdot P_i$$

Definimos $P_{\text{medida}} = n \cdot P_t$ R rendimiento efectivo

$$n = N_e$$

$$P_{\text{medida}} = n \cdot (1 - p_f^2) P_i$$

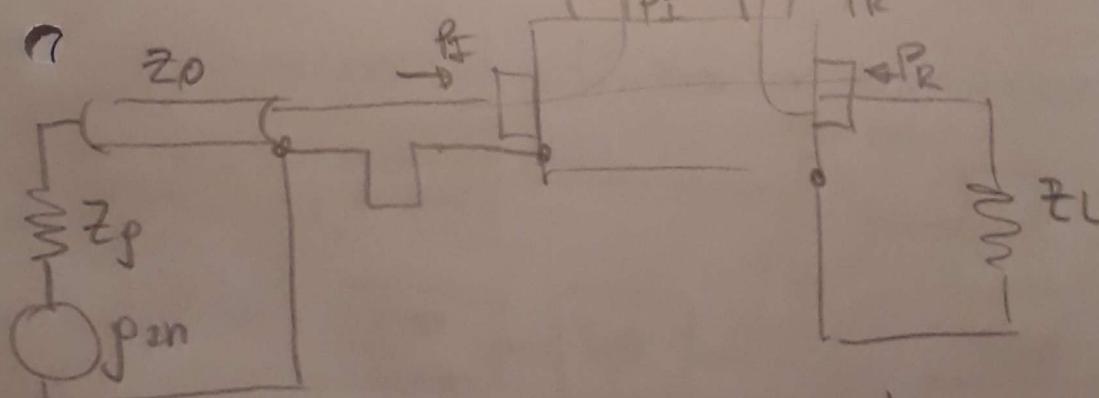
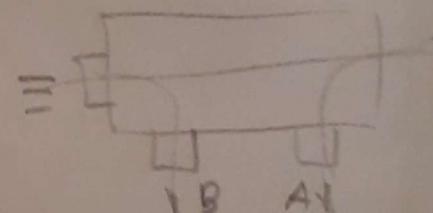
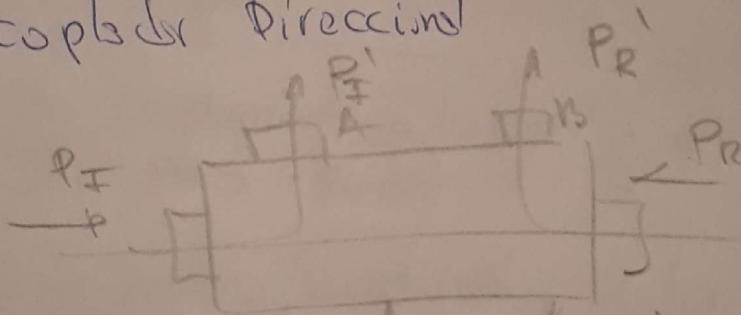
$$\frac{P_{\text{medida}}}{P_i} = n (1 - p_f^2)$$

$$k_b = n (1 - p_f^2)$$

k_b No que viene con el sensor.

IP - Acoplar la Dirección

Si lo invierte funciona igual



$$\text{Factor de Acoplamiento} = 10 \log \frac{P_f'}{P_i} = 10 \log \frac{P_R'}{P_R}$$

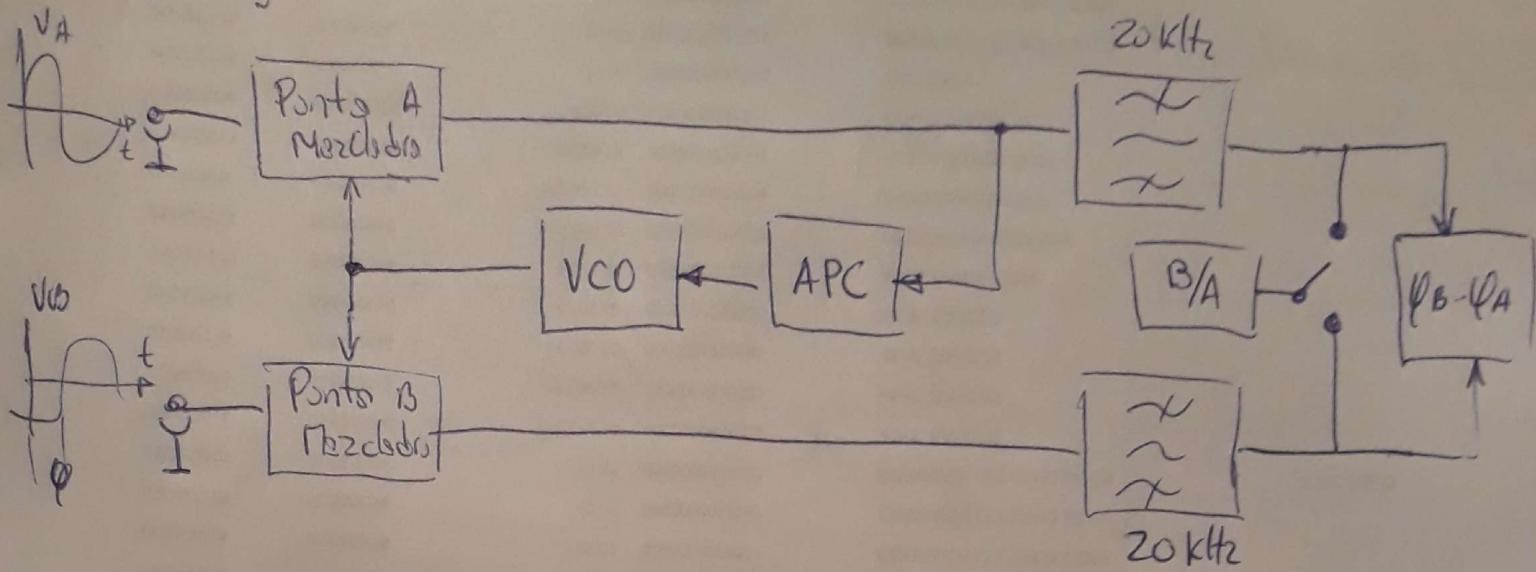
(-30 dB > -70 dB)

$$\text{Factor de Rechazo} = 10 \log \frac{P_R'}{P_f'}$$

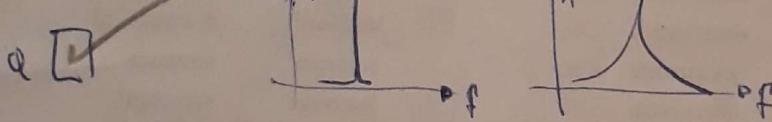
"Dirigibilidad" (-50 dB)

Examen Final N°2:

1 - [VVM] Explor:



2 - [FFT] Son cierto(s) afirmacion sobre analizador de Fourier



b $f_s < 10 \cdot f_{\text{max}}$, no es por criterio de Nyquist, además el criterio dice $f_s \geq 2f_{\text{max}}$

c

d La resolucion en frecuencia depende de $1/N$ de muestras del registro de tiempo N y de la frecuencia de muestreo:

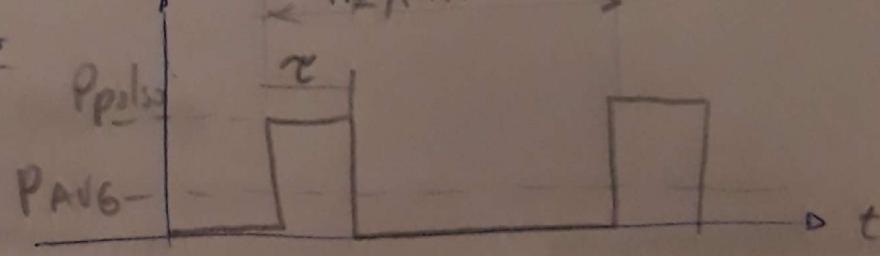
$$RBW = \frac{f_s}{N}$$

3 - [PRF] $P_{\text{media}} = P_{\text{promedio}} = P_{\text{AVG}} = +30 \text{ dBm}$

$P_{\text{pulso}} = +50 \text{ dBm}$. Calcula su ciclo de trabajo

$$P_{\text{pulso}} = \frac{P_{\text{AVG}}}{D}$$

$$D = \frac{P_{\text{AVG}}}{P_{\text{pulso}}}$$



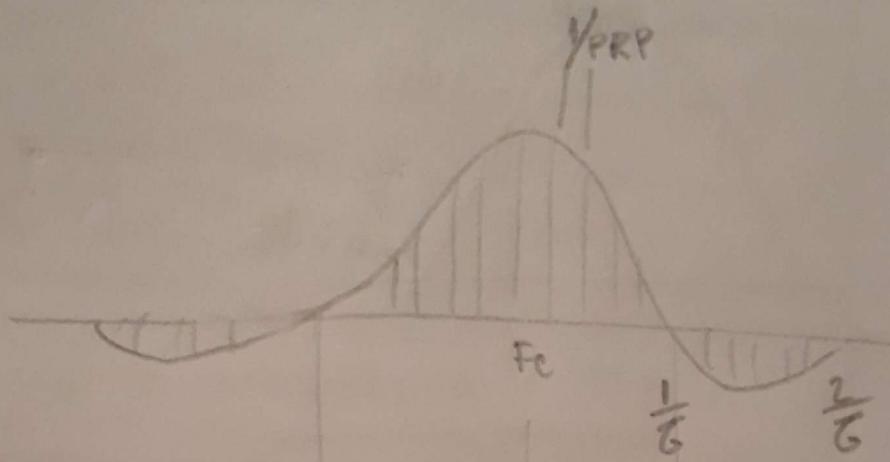
Buty cycle:

(R1)

$$D = \Sigma \cdot f_r = \Sigma \cdot \frac{1}{T_r} = \frac{\Sigma}{T_r}$$

f_r = PRF frecuencia de repetición del pulso.

(R2)



$$\text{dBm} = 10 \log \frac{P_x}{1\text{mW}}$$

$$+30\text{dBm} = 10 \log \frac{P_{AVG}}{1\text{mW}}$$

$$+50\text{dBm} = 10 \log \frac{P_{pulse}}{1\text{mW}}$$

$$P_{pulse} = 100\text{W}$$

$$P_{AVG} = 1\text{W}$$

$$D = \frac{1\text{W}}{100\text{W}} = 0,01$$

Ciclo de trabajo

4 - [AEB]

R₁
R₂

[AEB] Span, RBW, st (sweep) time.

Span \rightarrow (recorrido en frecuencia) velocidad en que se cambia la frecuencia del filtro

St \rightarrow tiempo

$$t_{bp} = \frac{RBW \text{ [Hz]}}{\frac{Span \text{ [Hz]}}{St \text{ [s]}}}$$

el tiempo es respuesta del filtro

• $t_{bp} = t_r$ | $t_r = \frac{K}{RBW \text{ [Hz]}} = [\text{c/s}]$

segundo de respuesta

$$\frac{RBW}{\frac{Span}{St}} = \frac{K}{RBW} \quad \frac{RBW \cdot St}{Span} = \frac{K'}{RBW}$$

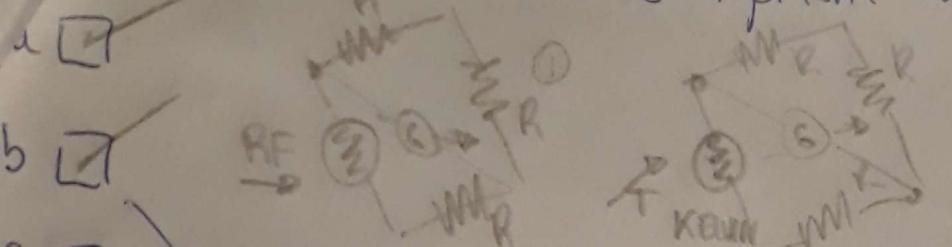
$\therefore St = K \cdot \frac{Span}{RBW^2}$

$$\left[\frac{\text{Hz}}{\text{Hz}^2} = \frac{1}{\text{Hz}} = \frac{1}{\text{s}} \right] = \text{s}$$

(R1)

(R4)

5 - [PRF] Instruments Agilent 432A



a Ambas son sensibles a variaciones de temperatura

b Solo uno recibe la porción de potencia de RF

c

d

6 - [GEN = SINTETIZADORA DE FRECUENCIAS] En un PLL Fraccional se desea obtener una $f_o = 6,555\text{MHz}$ a partir de $f_i = 1\text{MHz}$, donde el divisor comunica entre N y $N-1$ ¿Cuáles pueden ser los valores utilizados para llegar a esto?

E: [OAE] Para una señal codificada en un OAD, el
número de bits es determinado por:

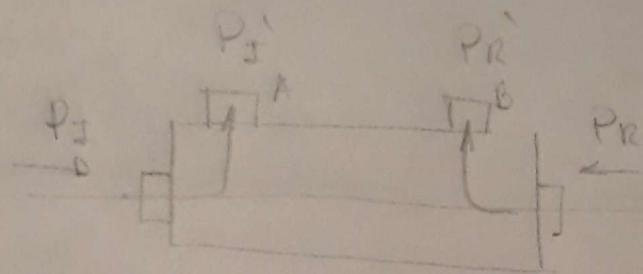
El piso de ruido del OAD

Las frecuencias de la señal codificada

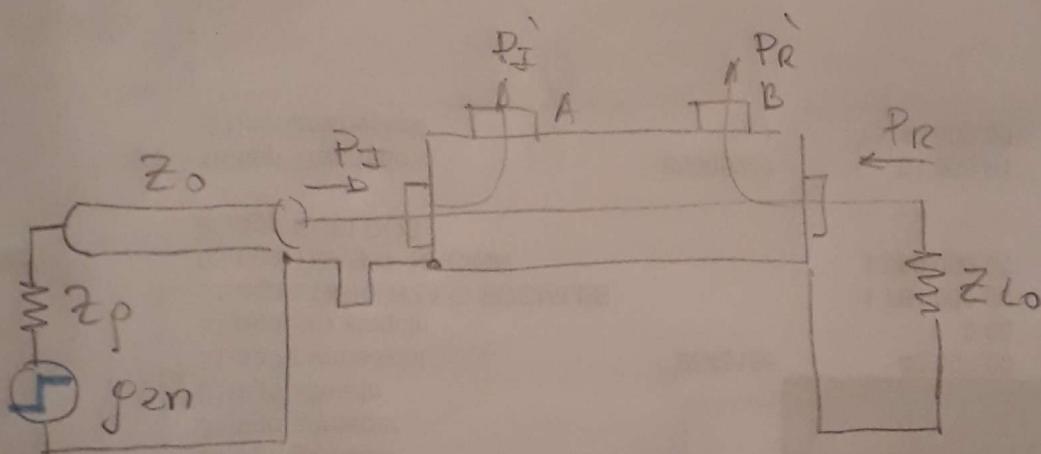
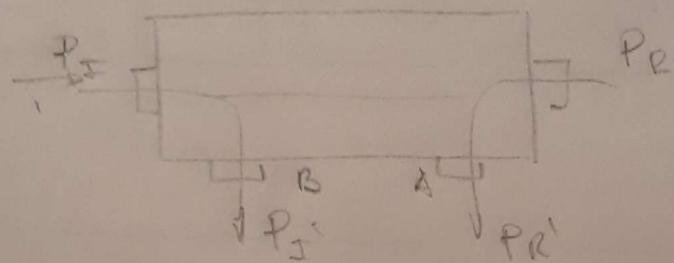
Examen N°3

(R1)

1 - [PRF] Acoplador Direccional



si se invierte función igual



$$\text{Factor de Acoplamiento} = 10 \log \frac{P_I'}{P_I} = 10 \log \frac{P_R'}{P_R}$$

Valores típicos (-30dB, -70dB)

$$\text{Factor de Rechazo} = 10 \log \frac{P_R}{P_I}$$

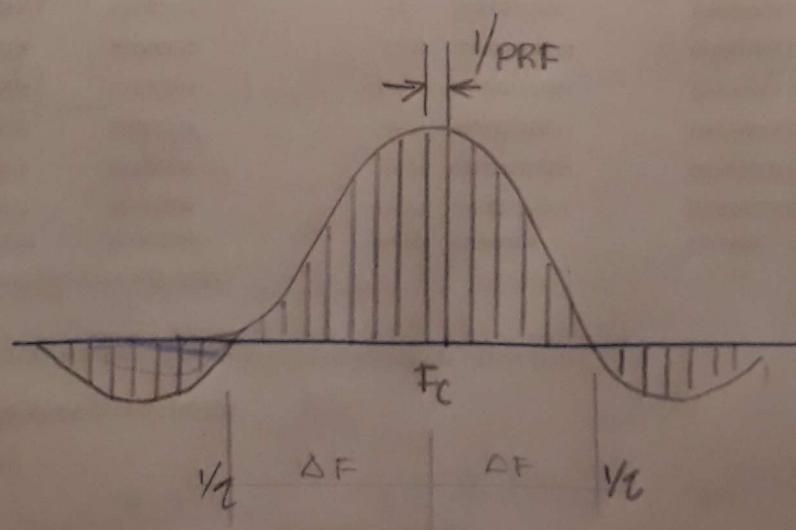
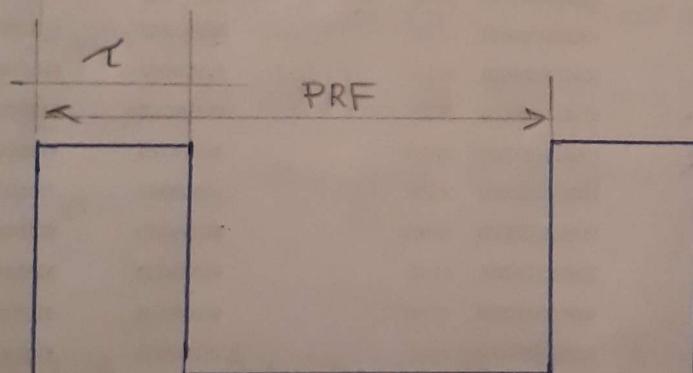
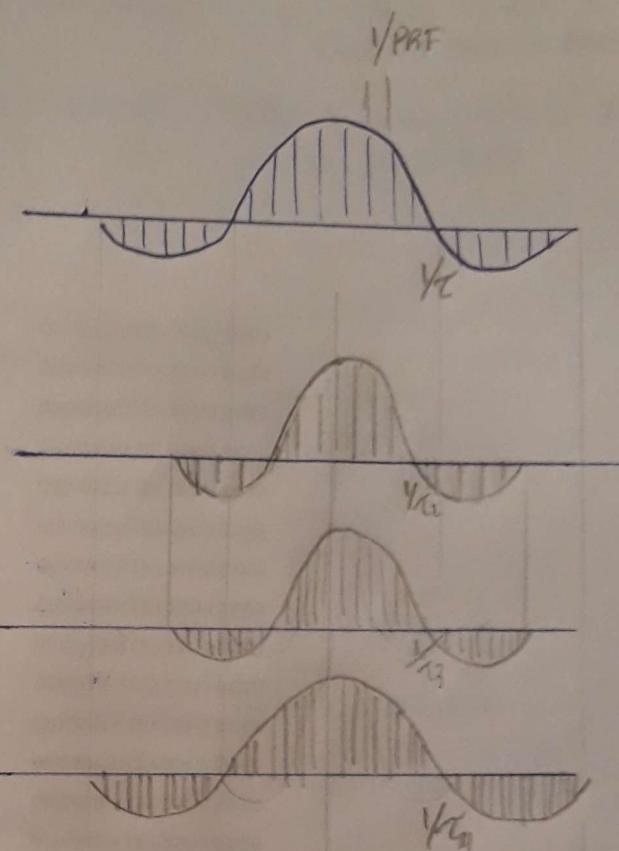
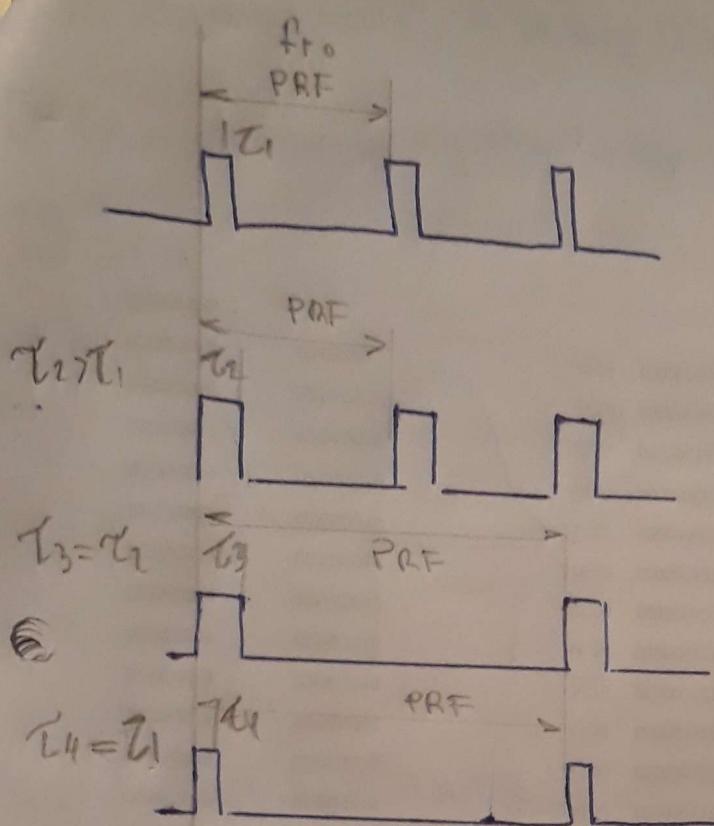
«Diractividad»

Valor típico (-50dB)

Se utiliza para tomar muestras de onda incidente y reflejada, no es un sensor.

-[AEB]

(R2)



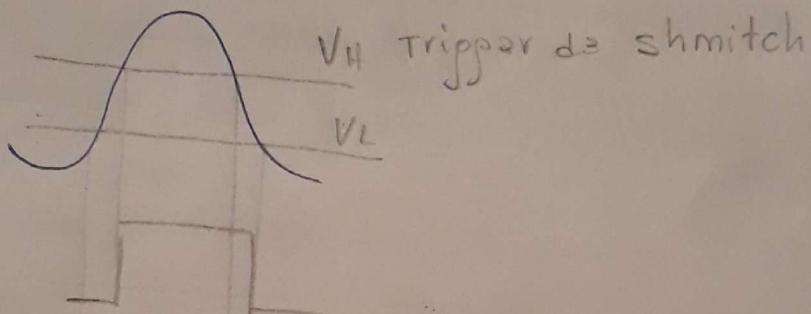
(R2)

(R3)

[AEL] ¿Cuáles conceptos son correctos?

[AEL] El disparo paralelo + la adp. comienza con un patrón y finaliza cuando se libera la mem. de Almacén.

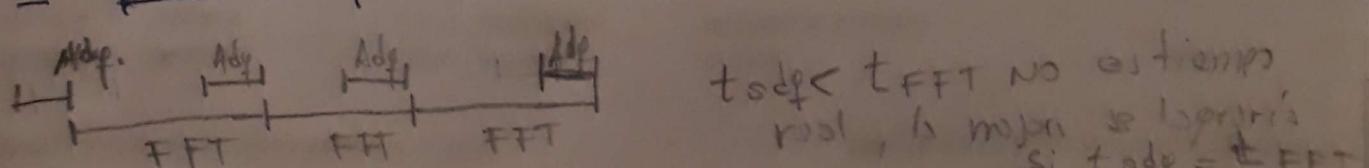
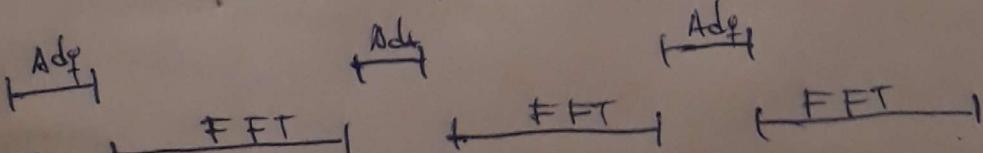
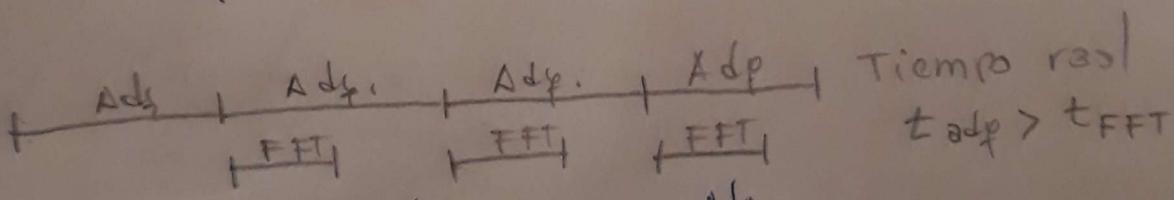
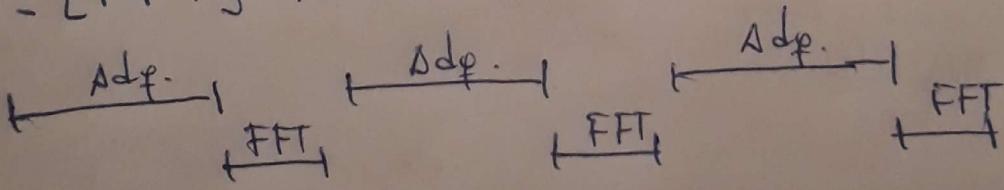
- b En el disparo // negativo la adp. capture información hasta que alcanza el punto de finalización
- c
- d



4. [CONT. ELECTRONICOS] ¿Cuáles son errores sistemáticos?:

 Retardo diferencial entre canales Error de cuantización (error de cuenta ± 1) Error de rebalse de tiempo (a largo plazo) Error de trigger eléctrico

5. [FFT] Analizador de FOURIER

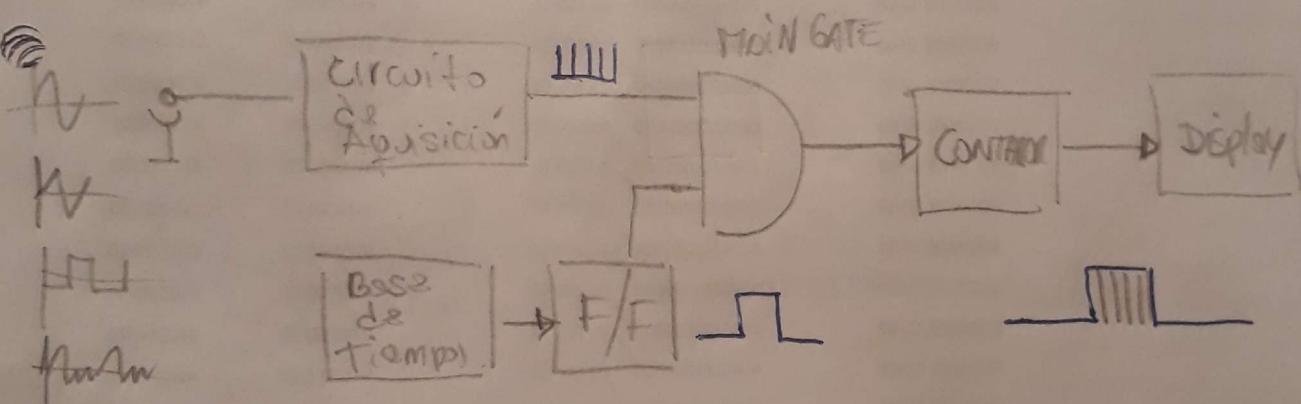


[Cont. Electrónicos] conceptos correctos

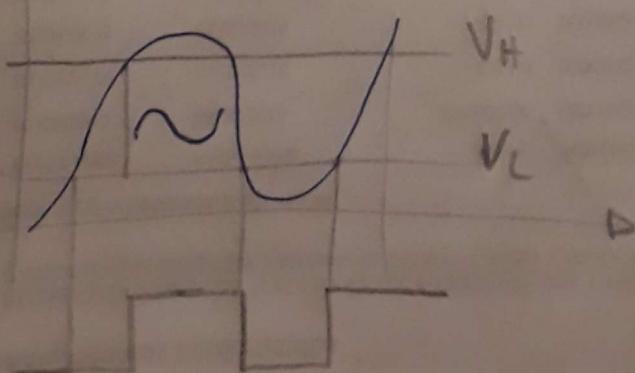
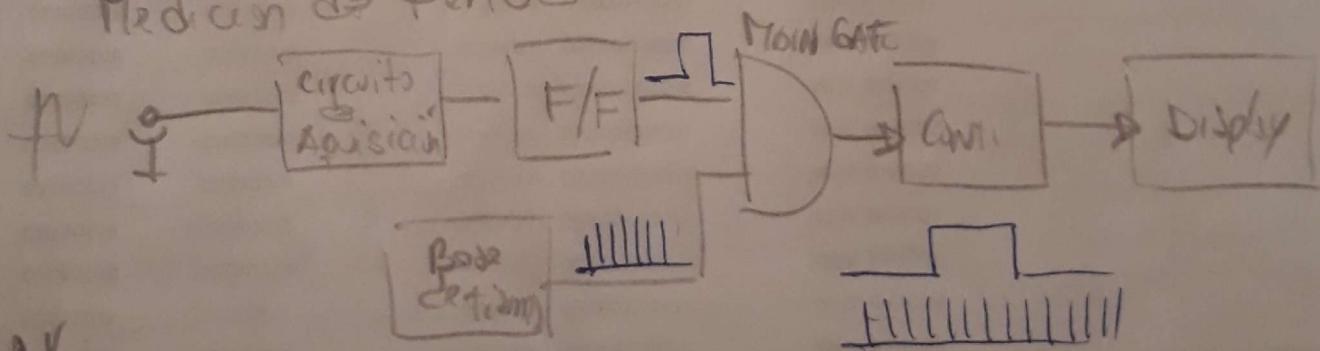
R4

- NO es correcto, la base de tiempos puede alternarse con el FF
- la sensibilidad (de el trigger de schmitt)
- NO se fijan en cuanto V_L y V_H
- para medir períodos, en frecuencias bajas se obtiene mejor resolución que si se mide frecuencia

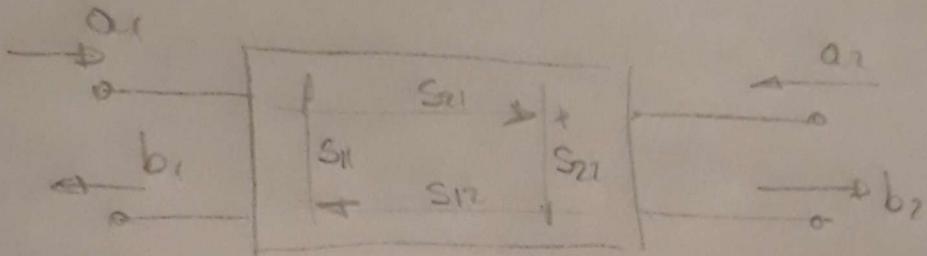
Medición de Frecuencia



Medición de Periodo



¿Cómo se obtiene el voltímetro vectorial, antes de realizar RS?



a_1 y a_2
incidentes
 b_1 y b_2
reflejados

$$b_1 = a_1 \cdot S_{11} + a_2 \cdot S_{12}$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad |_{a_2=0} \quad \text{abierta}$$

$$b_2 = a_1 \cdot S_{21} + a_2 \cdot S_{22}$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad |_{a_1=0} \quad \text{abierta}$$

de entrada
 $S_{11} [-1; 1]$
de salida
 $S_{21} [-1; 1]$

transferencia Directa
 $S_{21} [0, \infty]$
" " inversa
 $S_{12} [0, \infty]$

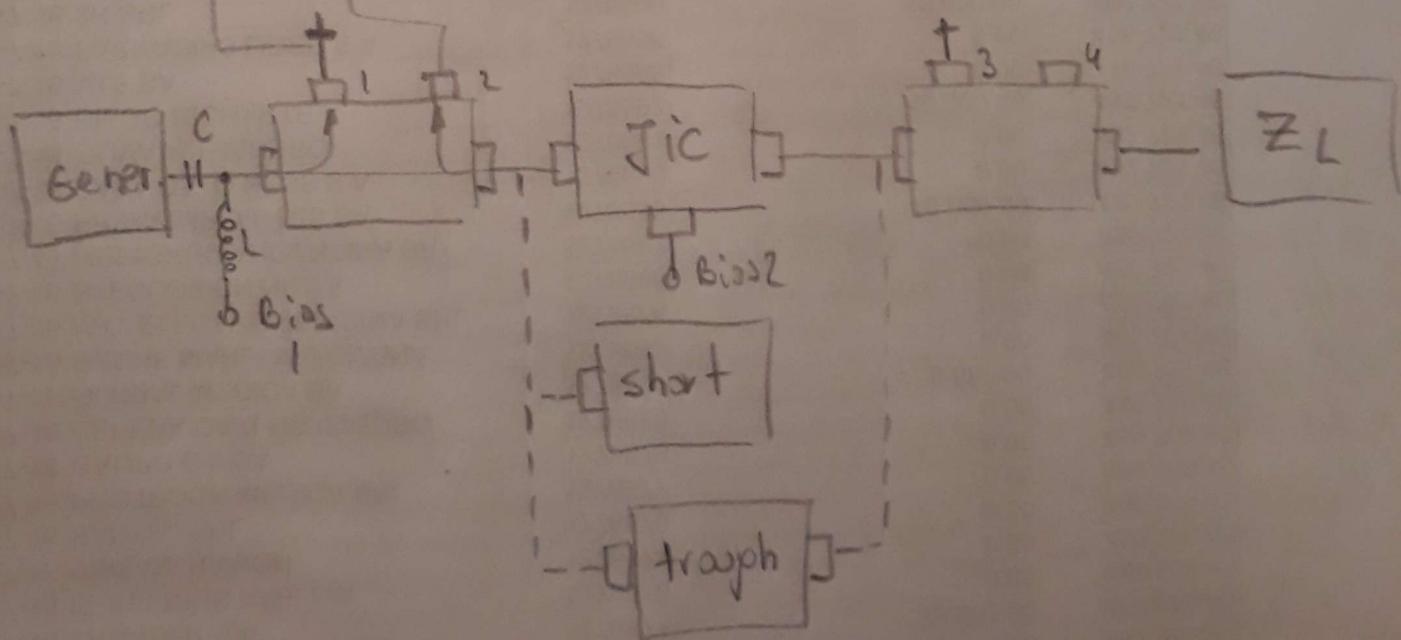
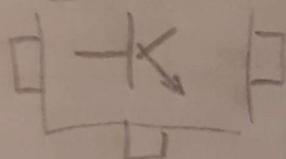
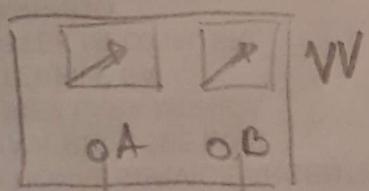
$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad |_{a_1=0} \quad \text{abierta}$$

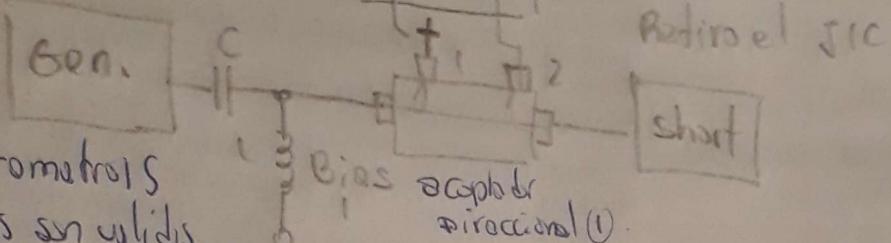
$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad |_{a_1=0} \quad \text{abierta}$$

coeficientes
de reflexión

coeficiente
de transmisión

transistor RF





Los parámetros medidos son válidos para una única frecuencia.

DR reflexión

$$P = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

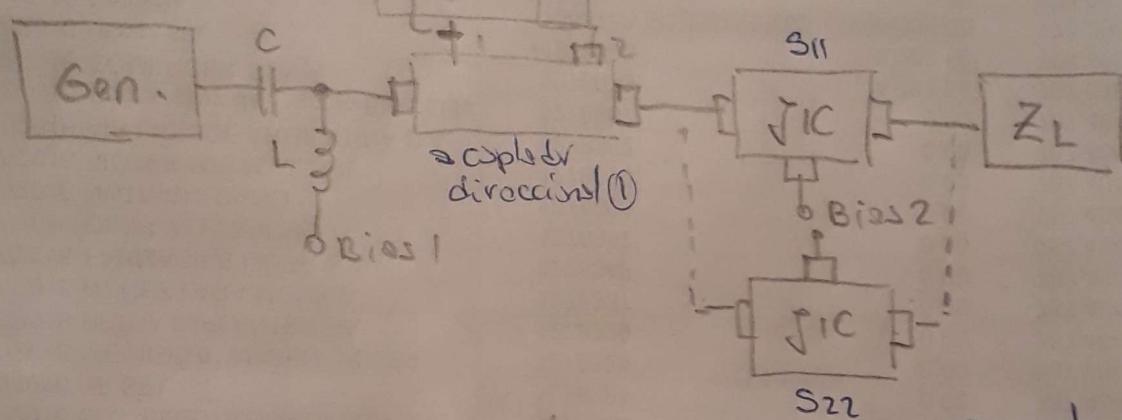
$$P = -\frac{Z_0}{Z_L} = -1$$

$$P = \frac{E_r}{E_i} = -1$$

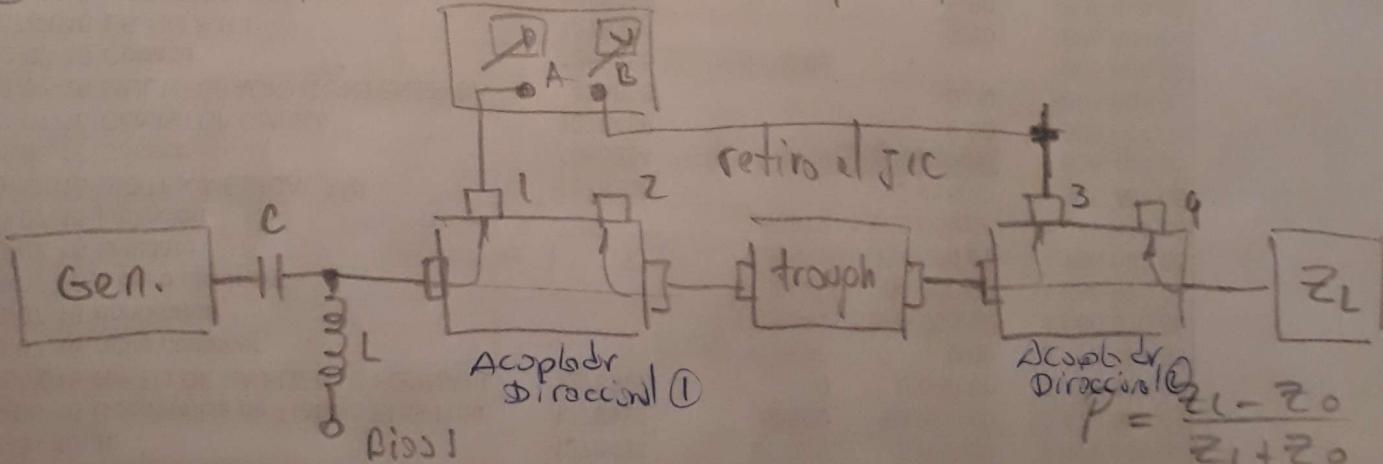
$$E_r = -E_i$$

111 | 180°

* Medición de parámetro S_{11} y S_{22} de reflexión



* Calibración para parámetros S_{12} y S_{21} de transferencia



$$P = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$P = \frac{Z_L}{Z_L} = 1$$

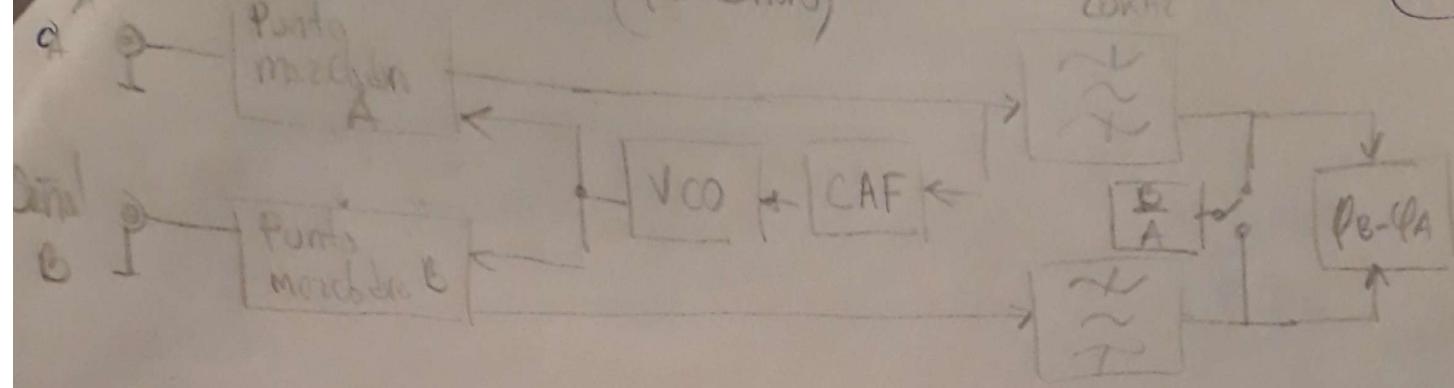
$$P = \frac{E_r}{E_i}$$

$$E_r = E_i$$

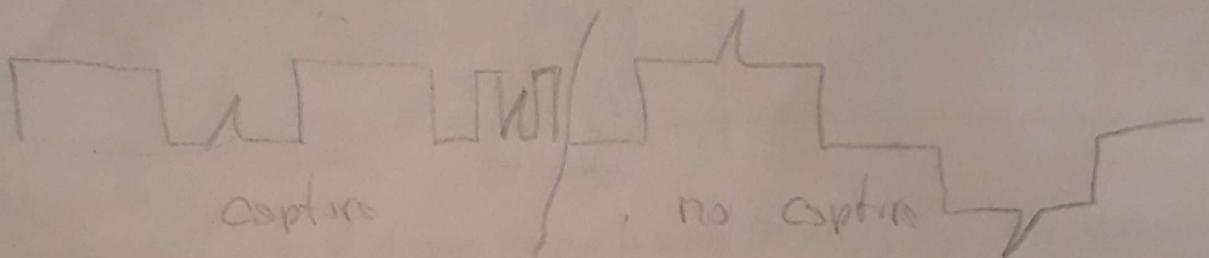
111 | 0°

Voltímetro Vectorial (Parabólico)

R7



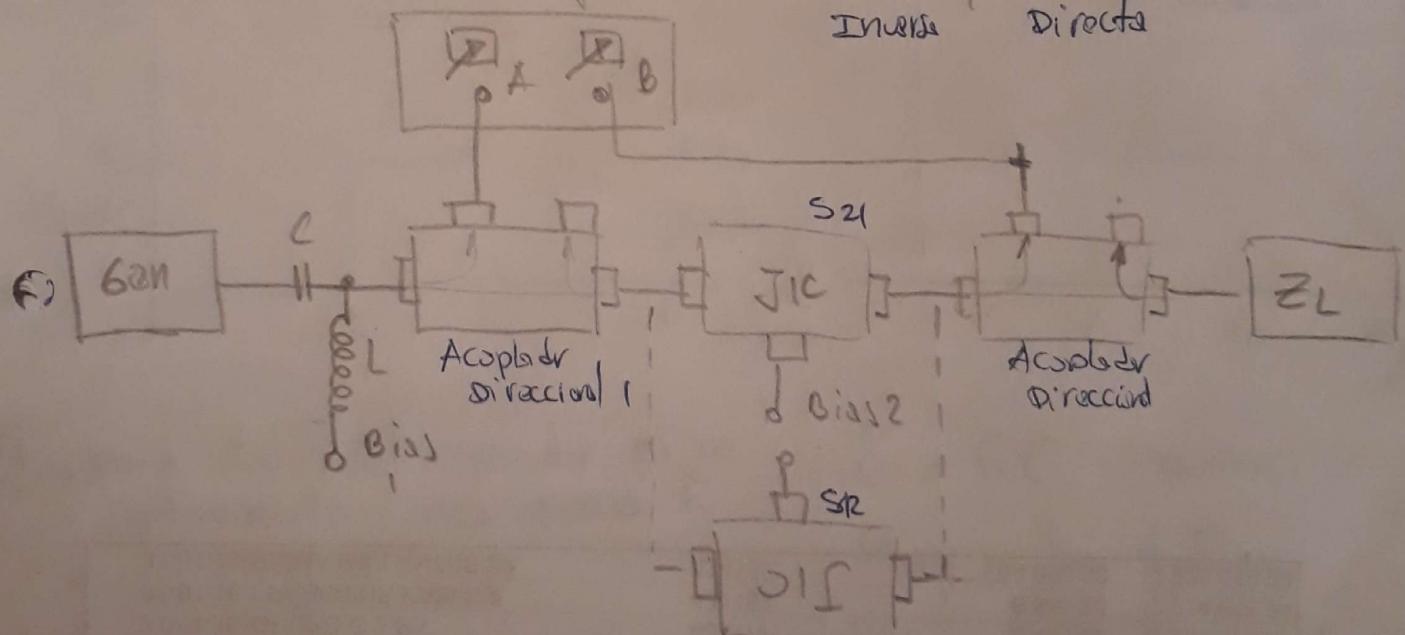
[AEL]



De transferencia

* Medición de los parámetros S_{12} y S_{21}

Inversa Directa



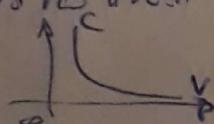
B- [Sintetizador Electrónico] características métodos & sintesis

a El conmutador adopta una pendiente lineal indirecta

b N es entero

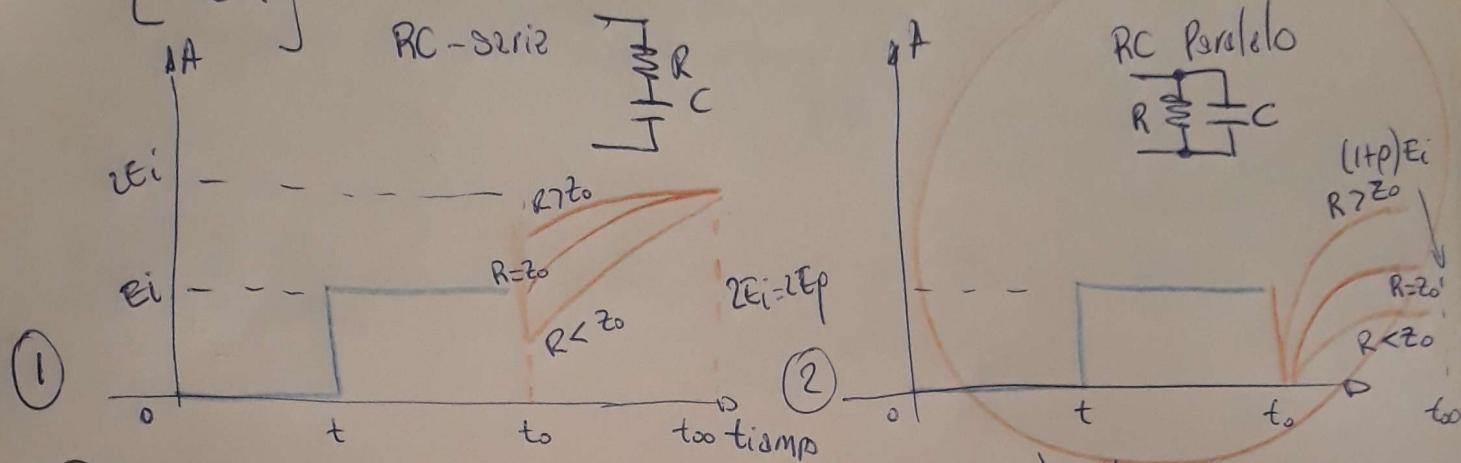
c es más lento PLL división continua

d El PLL fraccionado requiere múltiples ciclos de la señal para calcular el divisor fraccionado.

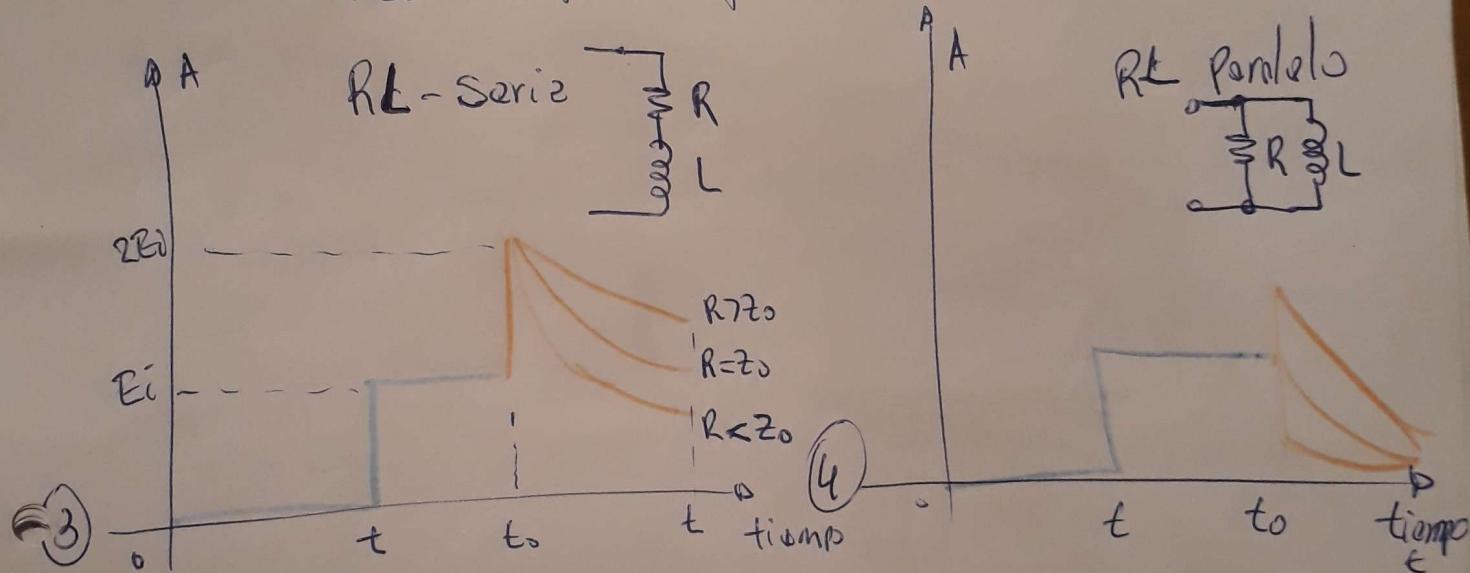


FEL de volver de la interpretación en el PLL Fracinal hasta al inicio (R8)

P- [TDR] IMPEDANCIA COMPLEJA



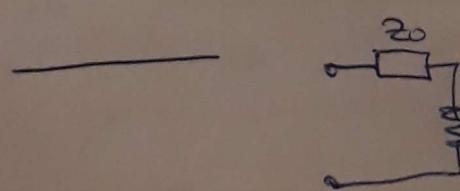
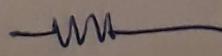
$\rightarrow t_0$ es el tiempo en que el señal (escalon), $|I_{2p3}| \approx 0$ capaz.



① para t_0 , el capacitor es un cortocircuito, nos pide R



- para t_0 , el capacitor es un circuito abierto, ya que la cc se ha establecido,



$$Z = RC \text{ como}$$

$$R_{\text{ref}} = R + Z_0$$

$$\boxed{Z = (R + Z_0) \cdot C \quad |[5]} \quad |[5]$$

$$\text{Además } P = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

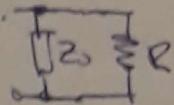
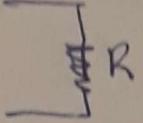
$$\text{como } Z_L = R$$

$$P = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} = \frac{E_r}{E_i}$$

para to, el capacitor es un cortocircuito; ca, por lo que no

(RQ)

- para to, el capacitor es un circuito abierto, se establece la cc, nos quedan



$$\rho = \frac{R - Z_0}{R + Z_0}$$

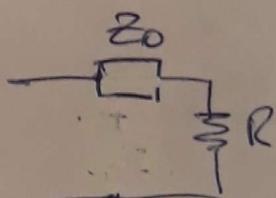
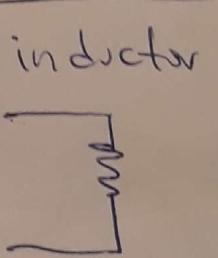
$$G = RC$$

$$\text{entonces } R_{\text{ref}} = \frac{Z_0 \cdot R}{Z_0 + R}$$

$$\therefore \boxed{G = R_{\text{ref}} \cdot C = \frac{Z_0 \cdot R}{Z_0 + R} \cdot C} \quad [\text{s}]$$

- ③ • para to, el inductor es un circuito abierto, por lo que no nos queda

(ca)



$$T = \frac{L}{R}, \text{ como } R_{\text{ref}} = \frac{Z_0 \cdot R}{Z_0 + R} \quad \therefore G = \frac{L}{R_{\text{ref}}}$$

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

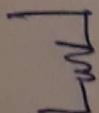
$$\rho = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

siendo $R = Z_L$

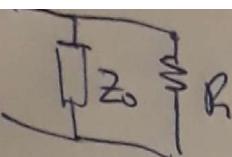
$$\rho = \frac{R - Z_0}{R + Z_0}$$

$$\boxed{T = \frac{L}{Z_0 + R}} \quad [\text{s}]$$

- ④ en to, la bobina es un circuito abierto, se comporta así en ca.



- en to, la bobina es un cortocircuito, se lo establece la cc.



$$Z_{eq} = \frac{Z_0 \cdot R}{Z_0 + R}$$

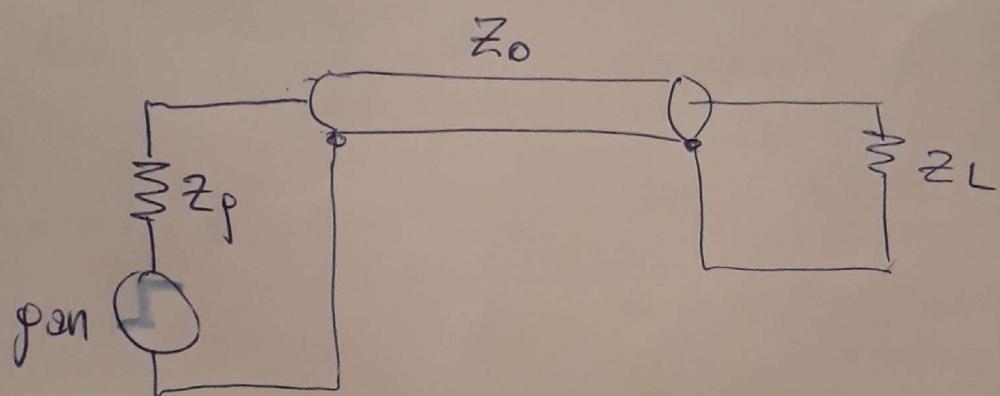
$$\tau = \frac{L}{R}$$

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

$$\boxed{\tau = L \cdot \frac{Z_0 + R}{Z_0 \cdot R} \quad [S]}$$

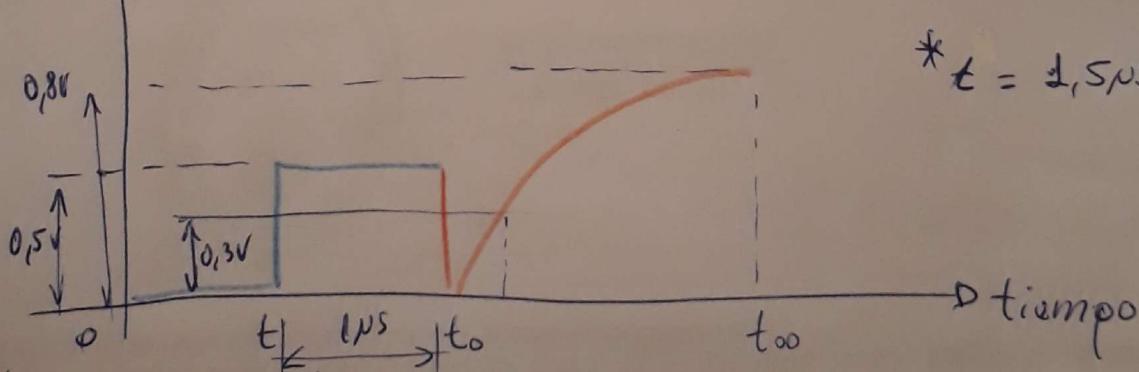
$$P = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$\begin{cases} \text{con} \quad Z_L = R \\ P = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \end{cases}$$



a) El caso es, la carga es un circuito RC paralelo

b) "No.. Amplitud", la carga es un circuito RC serie



$$* t = 1,5 \mu s - 1 \mu s = 0,5 \mu s$$

$$V_1 = V_2 \left(1 - e^{-t/\tau} \right)$$

$$V_1 = 0,3V \quad V_2 = 0,8V$$

$$\frac{0,3V}{0,8V} = 1 - e^{-t/\tau}$$

$$0,375 - 1 = - e^{-t/\tau} \quad -0,625 = - e^{-t/\tau}$$

$$0,625 = e^{-t/\tau}$$

$$\ln 0,625 = \ln e^{-t/\tau}$$

$$-0,470 = \ln e^{-t/\tau}$$

$$0,470 = -\frac{t}{\tau} \cdot \ln e$$

$$0,470 = \frac{t}{\tau} \quad \therefore \tau = \frac{t}{0,470} = \frac{0,5 \text{ ns}}{0,470} = 1,063 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\boxed{\tau = 1,063 \mu\text{s}} \quad = 1,063 \mu\text{s}$$

c) □

La constante de tiempo τ se encuentra en el rango
 $\tau > 0,5 \mu\text{seg}$

 τ

$$1,063 \mu\text{s} > 0,5 \mu\text{s}$$

$$R_{\text{ref}} = \frac{Z_0 \cdot R}{Z_0 + R}$$

$$\text{analizando } P = \frac{E_r}{E_i} = \frac{R - Z_0}{R + Z_0}$$

$$Z_0 = Z_p = Z_L = 50 \Omega$$

$$E_r = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \cdot E_i$$

$$0,3V = \left(\frac{R - 50\Omega}{R + 50\Omega} \right) \cdot 0,5V$$

$$\frac{0,3V}{0,5V} = \frac{R - 50}{R + 50}$$

$$0,6 = \frac{R - 50}{R + 50} \quad 0,6(R + 50) = R - 50$$

$$0,6R + 30 = R - 50$$

$$30 + 50 = R - 0,6R$$

$$80 = R(1 - 0,6)$$

$$R = \frac{80}{0,4} = 200 \Omega$$

$$\boxed{R = 200 \Omega}$$

✓ El valor de R es realmente 200Ω

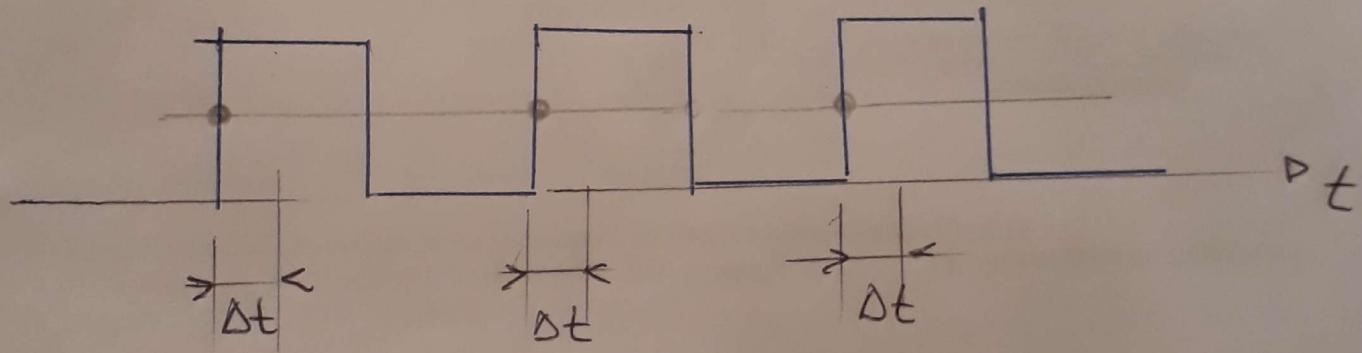
$$R_{\text{ref}} = \frac{200\Omega \cdot 50\Omega}{200\Omega + 50\Omega} = 40\Omega$$

$$\text{como } \tau = R_{\text{ref}} \cdot C \Rightarrow C = \frac{\tau}{R_{\text{ref}}} = \frac{1,063 \text{ ns}}{40\Omega}$$

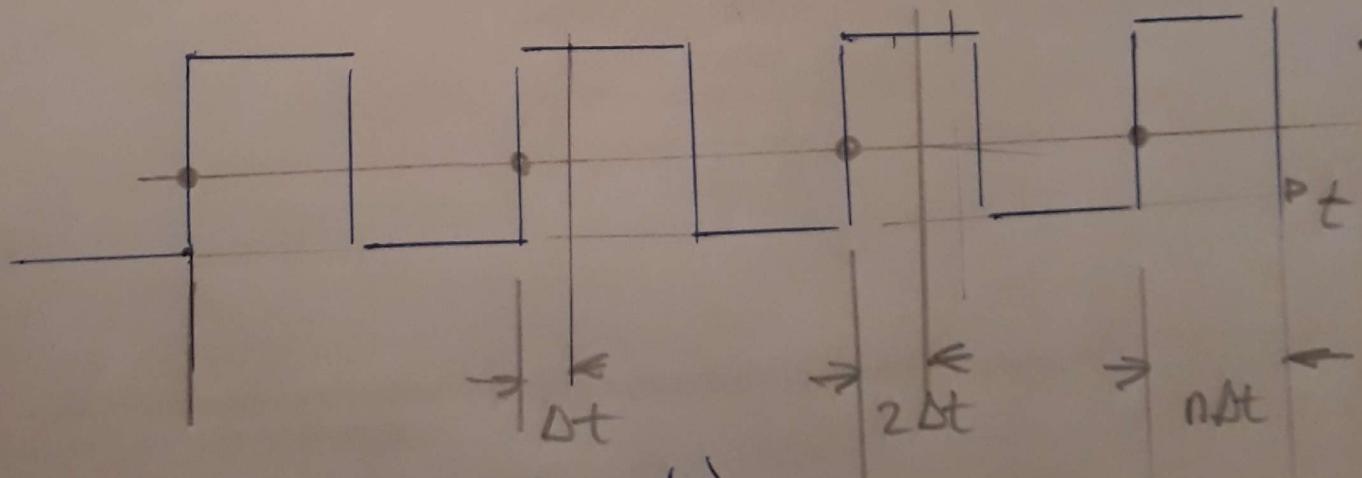
$$\boxed{C = 25,9 \text{ pF}}$$

10-[LOAD] A los tipos de muestreo no coherente, indica que afirmación es verdadera

- El muestreo secuencial cuenta a partir del punto del trigger si el trigger (cruce) es el punto
- El muestreo secuencial el Δt no es como el muestreo en la figura.
- El muestreo aleatorio usa las tablas de memoria, (una de ampliación y la otra de corte)
- con el muestreo aleatorio no impone el ancho de banda equivalente que el secuencial



práctico Incorrecto.



práctico (correcto)
muestreo secuencial

Ejercicios Final N°4

(RI)

1.- [Sintetizadores Electrónicos] Síntesis indirecta

2.- [CTD] sensibilidad de un contador es 10mVrms. ¿Cuál es la mínima amplitud pico a pico que podrás detectar para una señal cuadrada de entrada?

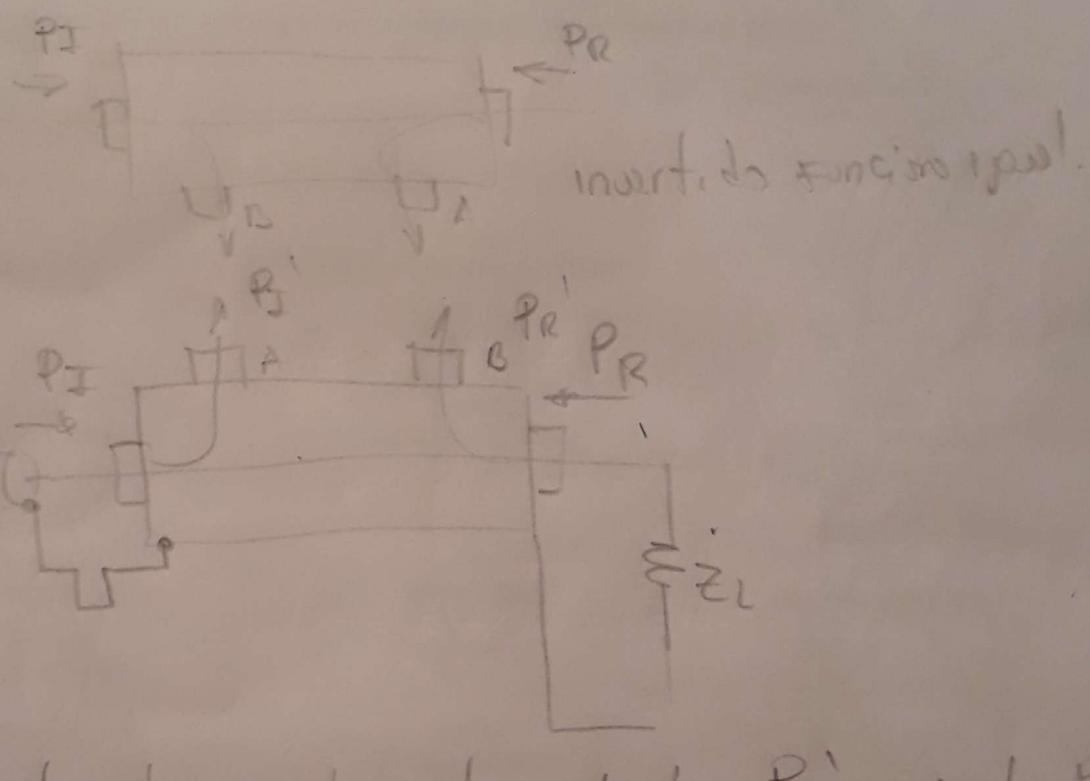
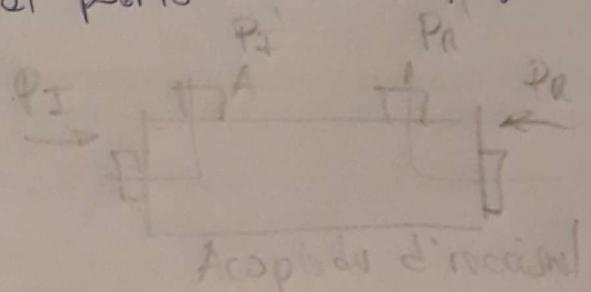
- 10 mV_{pp}
- 28,28 mV_{pp}
- 20 mV_{pp}
- 14,14 mV_{pp}

$$V_p = V_f \cdot \sqrt{2} = V_{rms} \cdot \sqrt{2} = 10V \cdot \sqrt{2} = 14,14V$$

$$V_{pp} = 2 \cdot V_p = 2 \cdot 14,14V = 28,28V$$

$$\boxed{V_{pp} = 2\sqrt{2} \cdot V_{rms}}$$

9.- [PRF] Dades on Acoplador d'incisió! de, cuyo factor de acoplamiento es de 40dB y cuya directividad es de 5dB. Indica que proporción de la potencia incidente (puerto A), se optiene en el puerto de salida reflejado (B puerto)



$$\text{Factor de acoplamiento} = 10 \log \frac{P'_I}{P_I} = 10 \log \frac{P'_R}{P_I}$$

-40dB

$$\text{Factor de Ruido} = 10 \log \frac{P'_R}{P'_I}$$

Directividad -50dB

$$-\frac{40 \text{ dB}}{10} = \log \frac{P'_I}{P_I}$$

$$10^{-\frac{40}{10}} = \frac{P'_I}{P_I}$$

$$P'_I = 10^{-4/10} \cdot P_I = \frac{P_I}{10000}$$

(o sea por P'_I en el puerto A es 10000 veces menor a P_I)

$$-\frac{40}{10} \text{ dB} = 10 \log \frac{P_R'}{P_R}$$

$$10^{-\frac{40}{10}} = \frac{P_R'}{P_R}$$

$$P_R' = 10^{-\frac{40}{10}}, P_R = \frac{P_R}{10000}$$

(Aqui P_R' en el puerto B es 10000 veces menor a P_R)

$$-50 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_R'}{P_I'}$$

$$-\frac{50}{10} = \log \frac{P_R'}{P_I'}$$

$$10^{-\frac{50}{10}} = \frac{P_R'}{P_I'}$$

$$P_I' = 10^{-\frac{50}{10}}, P_R' = \frac{P_R'}{100000}$$

Resposta Correcta

Ahora como el sistema es mecánico y no ideal
podrá que aparezca una muestra en el puerto B, de la señal incidente, esa muestra va a ser de 90 dB

$$-90 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_R''}{P_I''}, P_R'' = 10^{-\frac{90}{10}} \cdot P_I''$$

$$-\frac{90 \text{ dB}}{10} = \log \frac{P_R''}{P_I''}, P_R'' = \frac{P_I''}{1000000000}$$

$$90 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_S}{P_E}$$

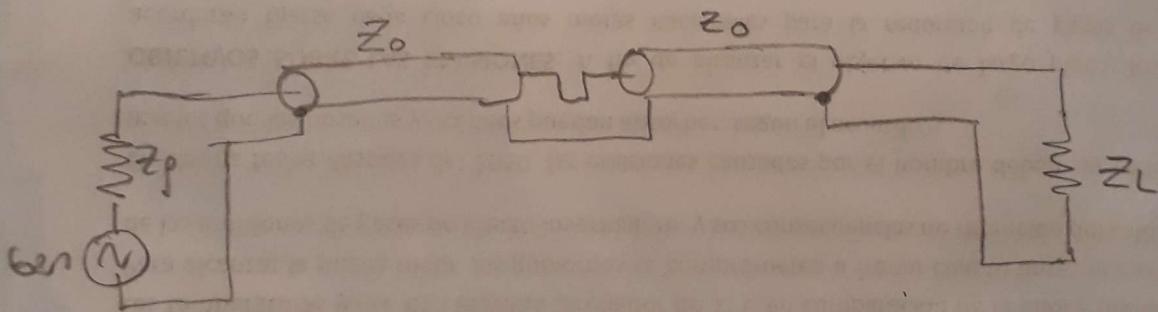
$$= 10 \log 1000.000.000$$

$$= 10 \cdot 9$$

Reflektometría en el Tiempo [TDR]

(TDR)

- 9 Indique cuáles de las siguientes afirmaciones son verdaderas en TDR.
- El ensayo se puede realizar mediante un generador de pulso de escalón
 - La resolución espacial λ_{\min} de la medida es afectada por la amplitud del escalón generado.
 - Los tiempos de subida del generador, el osciloscopio, y el sistema se suman en forma lineal.
 - La resolución espacial λ_{\min} de la medida es afectada por el tiempo de subida del escalón generado.
 - Para las discontinuidades contiguas en la línea, los tiempos incidentes en cada una de ellas son diferentes.



- 8- Resuma los cuatro casos de carga compleja considerados en TDR, junto con las características generales de la forma de onda obtenida según se vio en la materia.

En un ensayo TDR, ¿cuáles de los siguientes factores limitan la resolución espacial de la medida?

TDR3

La Frecuencia de la señal de entrada X_{\min}

Las componentes en frecuencias significativas del escalón de entrada

La velocidad de propagación de la línea medida. $v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon}}$

La atenuación de la línea medida. (α , ideal que sea 0)

El tiempo de subida del osciloscopio.

2

Q - observe la medida mediante TDR de la figura siguiente. Supongamos que la impedancia de líneas es $Z_0 = 50\Omega$, la impedancia de salida del generador es $Z_p = Z_0 = 50\Omega$, y las líneas no presentan atenuación. En base a esto, indique cuáles de las siguientes afirmaciones son verdaderas y justifique brevemente sus respuestas:

La carga es un circuito RC paralelo.

La carga es un circuito RC serie.

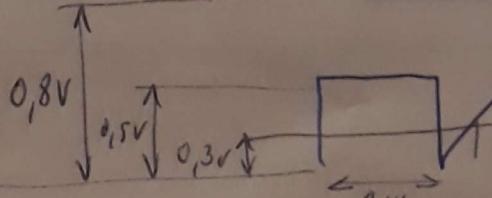
La constante de tiempo τ se encuentra en el rango $\tau \leq 0,55$

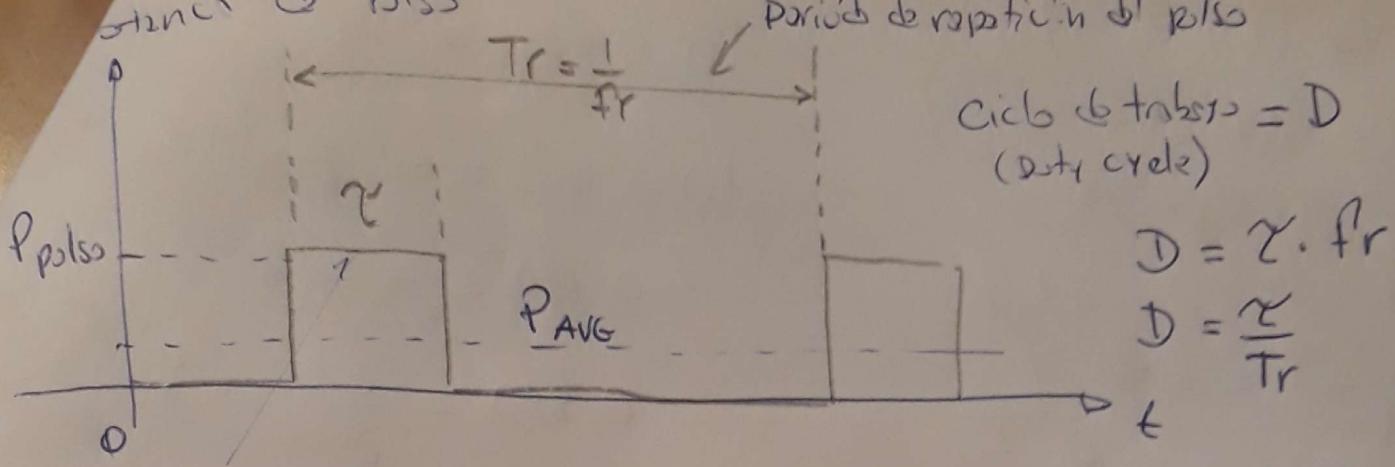
La constante de tiempo τ se encuentra en el rango $\tau > 0,55$

El valor de $R_L = 5\Omega$.

El valor de $R_L = 75\Omega$

$$R_L = 200\Omega$$





$$P_{pulso} = \frac{P_{AVG}}{D} = \frac{P_{AVG}}{\frac{\tau}{T_r}} = P_{AVG} \cdot T_r$$

Solución Ejercicio P:

$$P = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \text{para } t \rightarrow \infty, Z_L = R$$

$$\therefore P = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \quad \text{por gráfico} \quad 0,3V = 0, V \cdot P \\ 0,3V = 0, V \cdot \frac{R - Z_0}{R + Z_0}$$

$$E_r = P \cdot E_i \quad Z_0 = 50\Omega \quad \frac{0,3}{0,1} = \frac{R - 50}{R + 50}$$

$$(R + 50)0,6 = R - 50$$

$$R \cdot 0,6 + 30 = R - 50$$

$$R \cdot 0,6 - R = -50 - 30$$

$$R(0,6 - 1) = -80$$

$$R \cdot -0,4 = -80$$

$$0,6 = \frac{R - 50}{R + 50}$$

$$R = \frac{80}{0,4} = 200 \Omega$$

$$R = R_L = 200 \Omega$$

$$T = R_{ref} \cdot C = \frac{R_L \cdot Z_0}{R_L + Z_0} \cdot C \quad \therefore C = \frac{\tau}{R_{ref}} = \frac{1,06 \mu s}{40 \Omega}$$

$$R_{ref} = \frac{200\Omega \cdot 50\Omega}{200\Omega + 50\Omega} = 40\Omega$$

Ahora hay que sacar $C = 26,5 \times 10^{-9} F$
el valor de τ de la

$$V = V_0 \left(1 - e^{-t/\tau}\right) + V_0$$

$$0.3V = 0.8V \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_L}}\right)$$

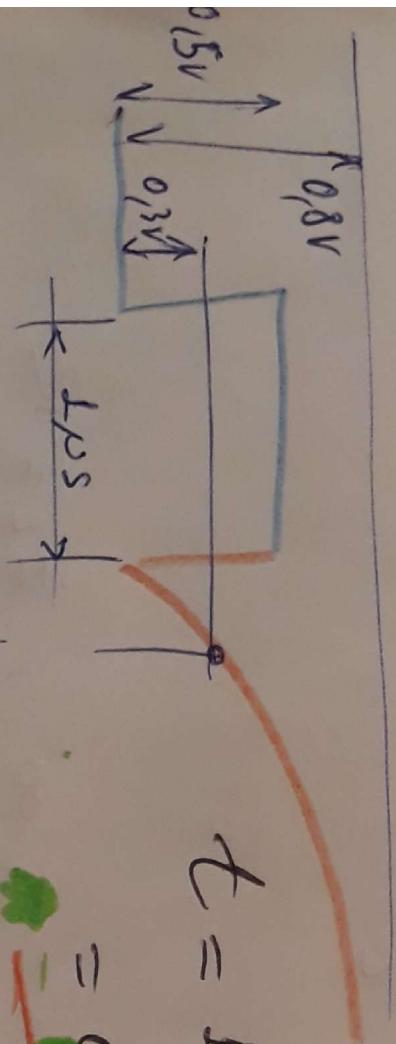
$$e^{-\frac{2\pi i}{3}} = \overline{e^{\frac{2\pi i}{3}}} = \overline{e^{i\pi}}$$

2/r - 8^o

$$\frac{1}{4}t - 2 = 1 - \frac{8}{5}t$$

1-
0,625
))

Gráficas



$$S^2/t - SdS^2/T = T$$

$$= 0.55$$

5nd 5'0 < 2

$$\sin \theta' = 2$$

$$\sin 90^\circ = \frac{\text{opp}}{\text{hyp}} = \frac{0.7h}{7} = 2$$

$$\frac{2}{t} = \text{oth}' 0$$

$$2\% = 0,470$$

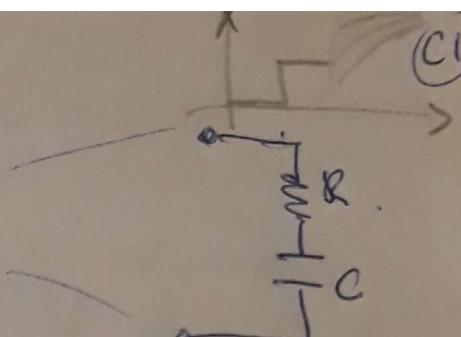
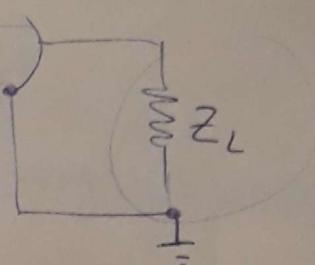
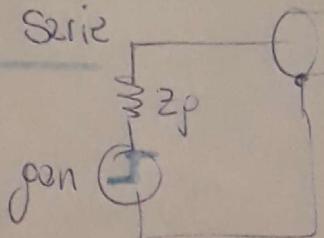
$$\ln 0.625 = -t/\tau \cdot \ln e$$

$$\ln 0.625 = \ln e^{-t/\tau}$$

TDR. Con Impedancias Complexas

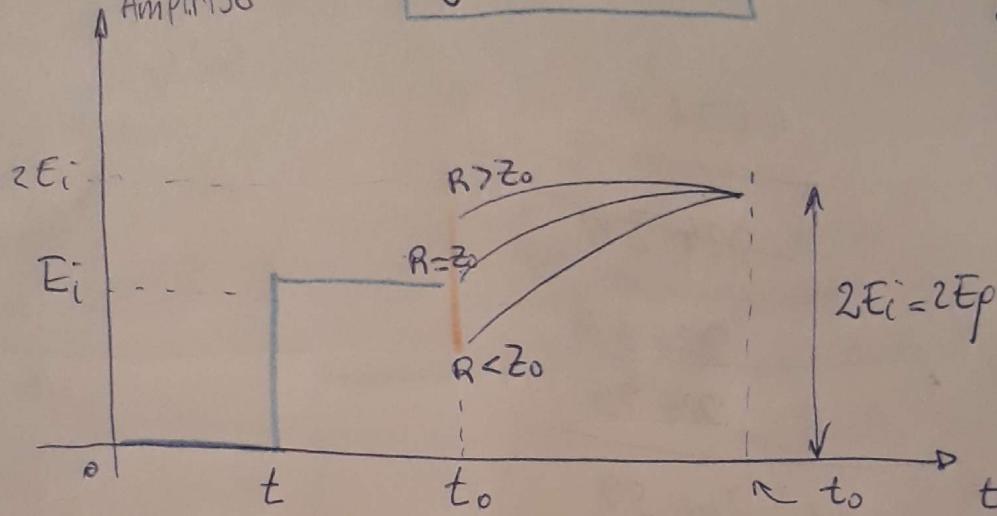
z_0

Caso RC Serie

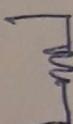


$$z_p = z_L = z_0$$

Amplitud



- en $t = 0$ el capacitor C es un corto, el polo al llegar a C ve solo R



$$z_L = R$$

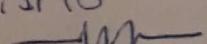
$$2Ei = 2Ep$$

$$\tau = R \cdot C \rightarrow \tau = \text{Rep. } C$$

$$\tau = (R + z_0) \cdot C$$

$$P = \frac{R - z_0}{R + z_0} = \frac{E_r}{E_i}$$

- en $t = \infty$, cuando es superior a τ el capacitor es un circuito abierto



$$z_L = \infty$$

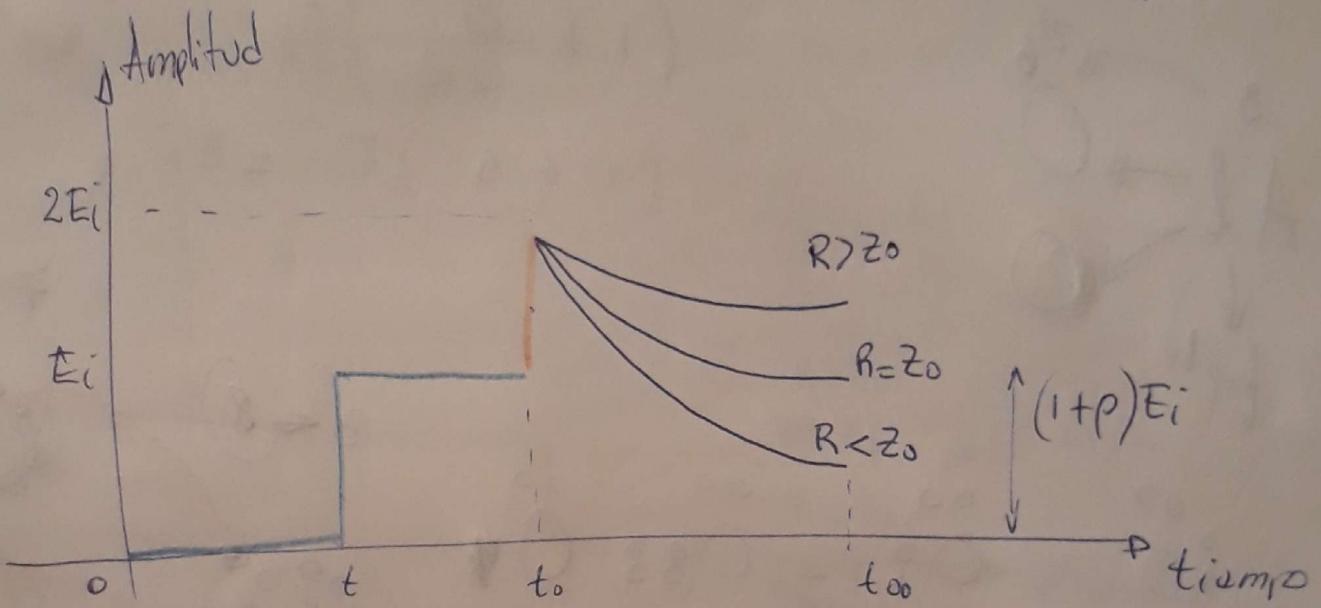
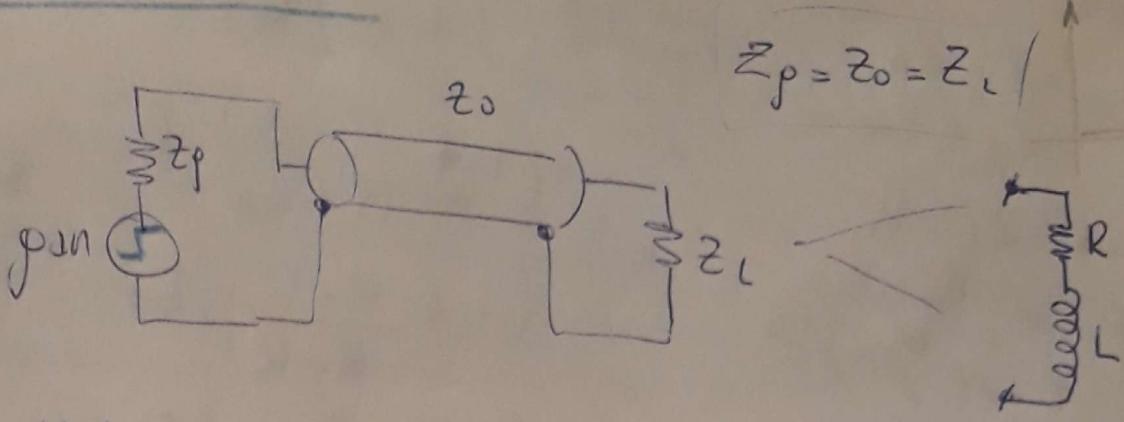
aquí la tensión en horario o $2Ei = 2Ep$

Recordando pues: $P = \frac{z_L - z_0}{z_L + z_0}$ y para

$$z_L = R$$

$$P = \frac{R - z_0}{R + z_0}$$

→ NL en serie



Partiendo de $p = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ como $Z_L = R$ $P = \frac{R - Z_0}{R + Z_0}$

además para $(1 + p)E_i$ que es cuando el transitorio se extingue.

$$E_i + E_r$$

$$E_i + pE_i$$

$$(1 + \frac{R - Z_0}{R + Z_0}) \cdot E_i \quad \text{para } R = Z_0$$

$$(1 + \frac{R - R}{R + R}) \cdot E_i$$

$$(1 + \frac{0}{2R}) E_i = E_i$$

$$\tau = \frac{L}{R} \rightarrow \tau = \frac{L}{R_{ref}}$$

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

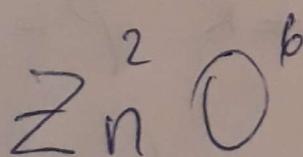
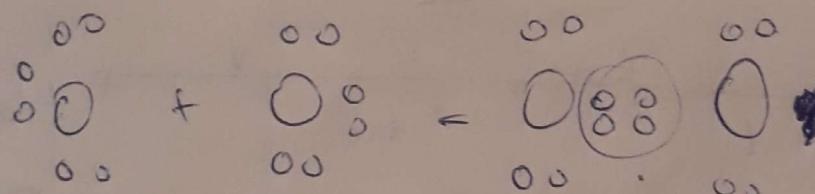
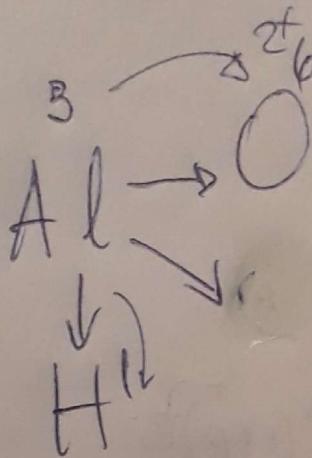
OSI-7121314 movistar mami

$$\rho = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$P_{out} Z_L = R$$

$$P = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \cdot E_i$$

(111) / 88



$$(1 + \rho) E_i$$

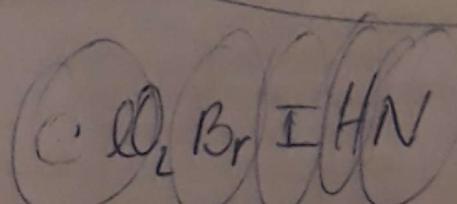
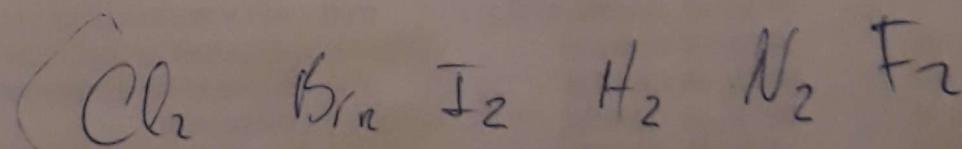
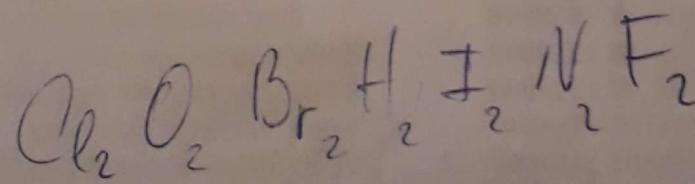
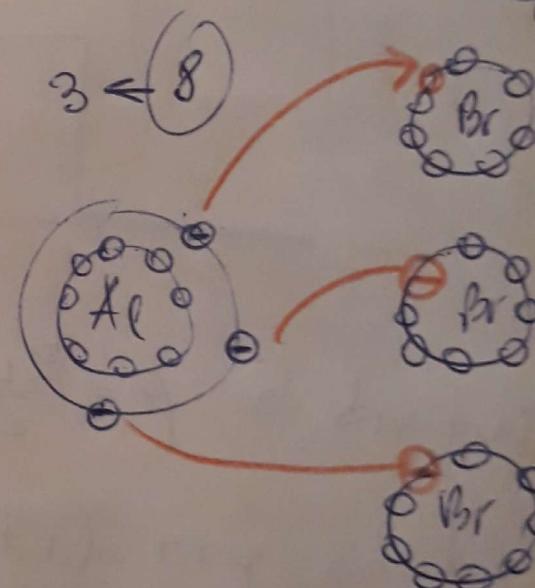
$$(1 + \frac{R - Z_0}{R + Z_0}) \cdot E_i$$

$$P_{out} Z_0 = R$$

$$(1 + \frac{R - R}{R + R}) \cdot E_i$$

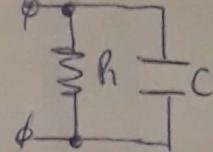
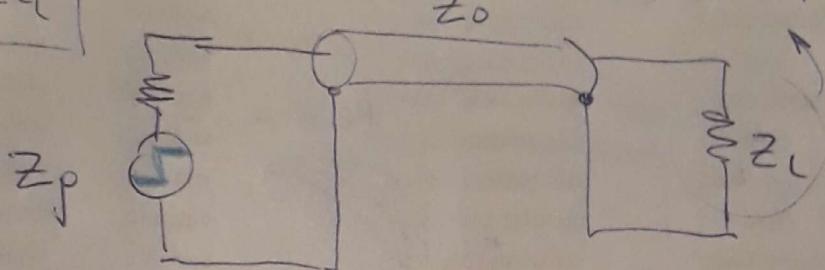
$$(1 + \frac{0}{2R}) E_i$$

$$(1 + 0) E_i = E_i$$

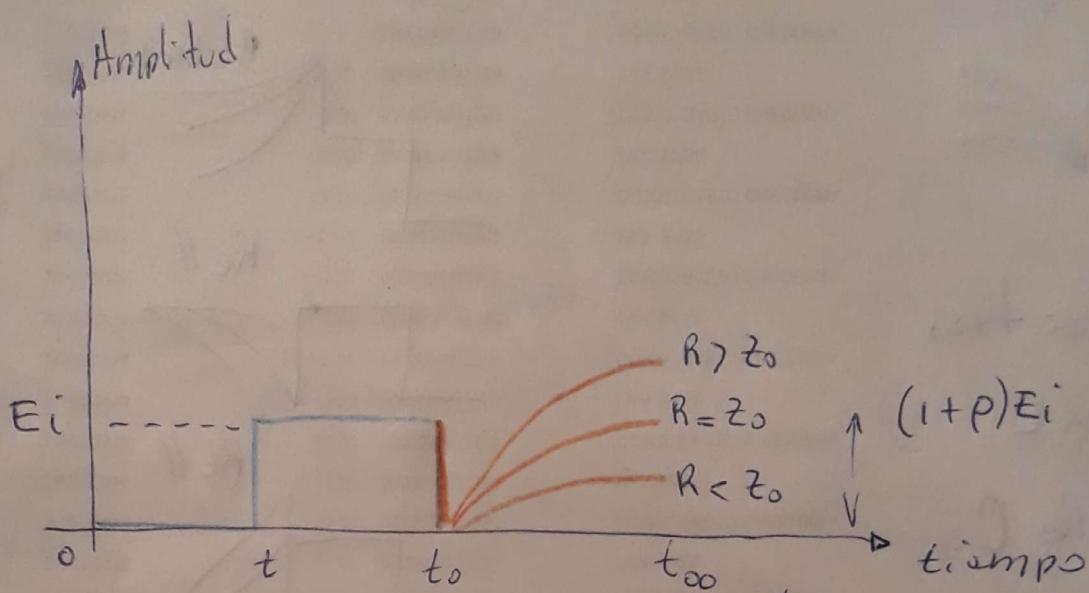


RC Paralelo

$$z_0 = z_L$$



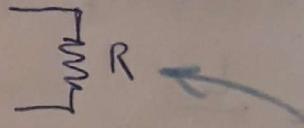
(C3)



↓ inicio ↓ final
C es un corto C es un circuito abierto

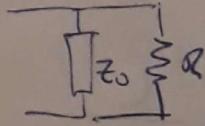
C es un corto

$$\int_0^{\infty} -E_i = E_r$$



$$E_i = E_r$$

$$\tau = R C \rightarrow \text{Ref. C} = \frac{R \cdot z_0}{R + z_0} \cdot C$$



$$\tau = \frac{R \cdot z_0}{R + z_0} \cdot C$$

$$(1 + p) E_i$$

$$\left(1 + \frac{z_L - z_0}{z_L + z_0}\right) \cdot E_i \text{ como } z_L = R$$

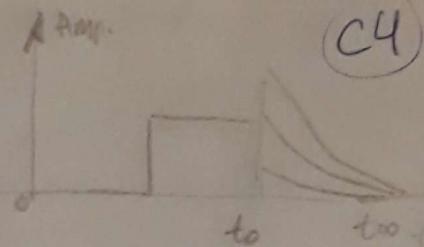
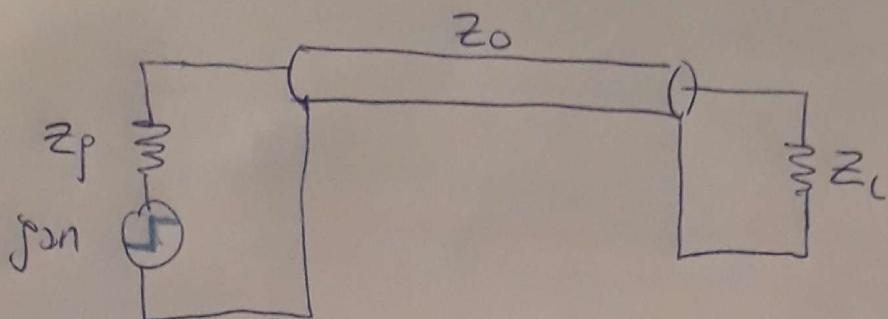
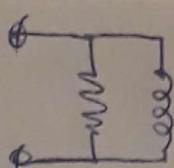
$$\left(1 + \frac{R - z_0}{R + z_0}\right) E_i \text{ haciendo } z_0 = R$$

$$\left(1 + \frac{0}{2R}\right) E_i$$

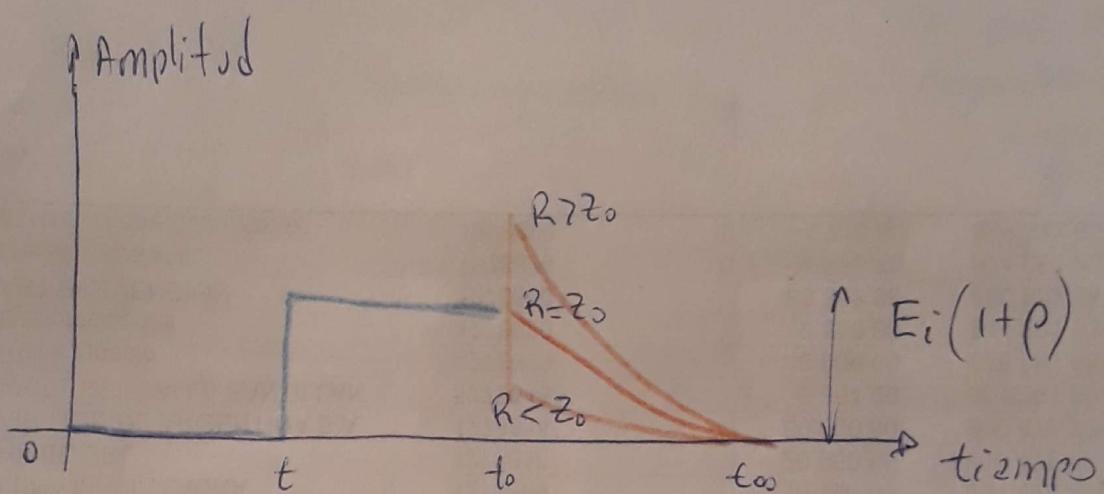
$$E_i$$

RL Paralelo

$$Z_p = Z_0 = Z_L$$



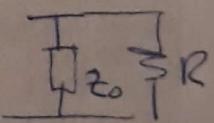
C4



- para t_0 , , L paralelo con X_L muy elevado, abierto
 $\Rightarrow Z_L = R$

- para t_{∞} , L se cortocircuita, X_L muy bajo (C.C),
 $\Rightarrow Z_L = 0$

$$\gamma = \frac{L}{R} \rightarrow \gamma = \frac{L}{R_{\text{ref}}} = \frac{L}{\frac{Z_0 \cdot R}{Z_0 + R}}$$



$$\boxed{\gamma = L \cdot \frac{Z_0 + R}{Z_0 \cdot R}}$$

$$E_i \left(1 + \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right) \quad \text{como } Z_L = R$$

$$E_i \left(1 + \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \right) \quad \text{para } R = Z_0$$

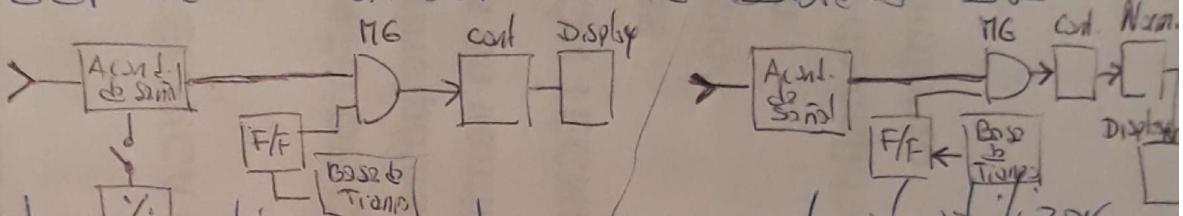
$$E_i \left(1 + \frac{R - R}{R + R} \right) = 1$$

Cuentadores Electrónicos

(CEI)

4- Indique los casos correctos en el uso del contador electrónico

- Para medir relación de frecuencia, se conecta la señal de mayor frecuencia al flip-flop de entrada.
- Los contadores con prescaler permiten que la compta principal trabaje a frecuencias moderadas.
- El normalizador de un contador actua sobre la base de tiempos.



6- Indique las condiciones a tener en cuenta a utilizar un contador electrónico.

- El flip-flop de compta se aplica siempre al clock interno.
- Para medición de f , cuanto mayor es el tiempo de compta fijo, mejor es la resolución del dispositivo.
- En medición de T , se cuenta cuantos períodos de la base de tiempo entran en un período de la señal de entrada.

7- La señal de entrada que conecta al instrumento debe ser cuadrada.

- Para señales de frecuencias bajas, se obtiene mejor resolución si se mide período que si se mide frecuencia.

7- Los contadores digitales poseen un bloq de control automático de ganancias (AGC), indique cual es el objetivo de este bloq:

- Se utiliza para medir señales nortadas sobre un nivel de continua.
- Permite medir señales cuya amplitud varia muy rápidamente, actuando sobre el atenuador de entrada.
- Permite medir señales cuya amplitud varia muy rápidamente,

15) Sobre el schmitt trigger.

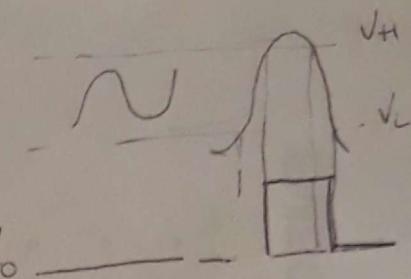
Indique el elemento que define la sensibilidad de un contador digital de frecuencias

El adaptador de impedancias.

El control automático de ganancia.

El trigger schmitt.

ninguno de los anteriores.



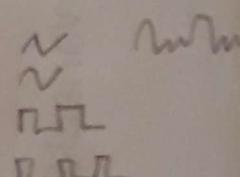
6- Para que una transición de señal sea contada por un frecuencímetro, la misma debe:

Atravesar el límite superior del ciclo del trigger de schmitt.

Atravesar ambos límites del ciclo de histeresis

Mantenerse dentro del ciclo de histeresis.

La señal del frecuencímetro debe ser constante.



10- Indique cuáles de las siguientes afirmaciones son verdaderas o falsas respecto al funcionamiento de señales en un contador:

El osciloscopio AC se aplica para centrar en otras señales no deseadas por pulsos.

El trigger de schmitt define la sensibilidad del instrumento

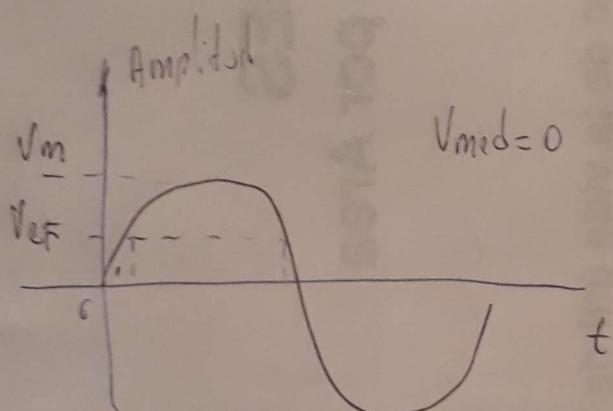
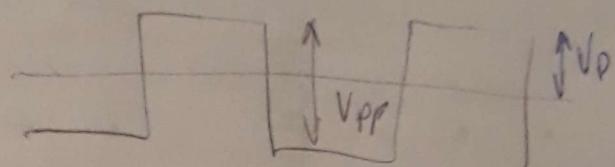
El AGC se usa para cambiar el ancho de histeresis del trigger de schmitt.

La ventana del trigger de schmitt es comúnmente variable.

$$\begin{array}{rcl} \text{Ventana} & \text{Ciclo} & - \xrightarrow{\hspace{1cm}} V_H \\ \text{de} & = & \\ \text{Smith} & \text{de} & = \\ & \text{Histeresis} & - \xrightarrow{\hspace{1cm}} V_L \end{array}$$

→ sensibilidad de cierto contador es $\pm 10\text{mV}, \text{VRMS}$. **Q&E3**
 se en estos datos, ¿cuál es la mínima amplitud pico a pico
 → podrás detectar para un señal de entrada cuadrada?

- $10\text{ mV}, V_{PP}$
- $28,28\text{ mV PP}$
- 20 mVPP
- $14,14\text{ mVPP}$



$$V_m = \sqrt{2} \cdot V_{ref}$$

$$\therefore V_{ref} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_m = 0,707 \cdot V_m$$

$$V_p = \sqrt{2} \cdot V_{ref}$$

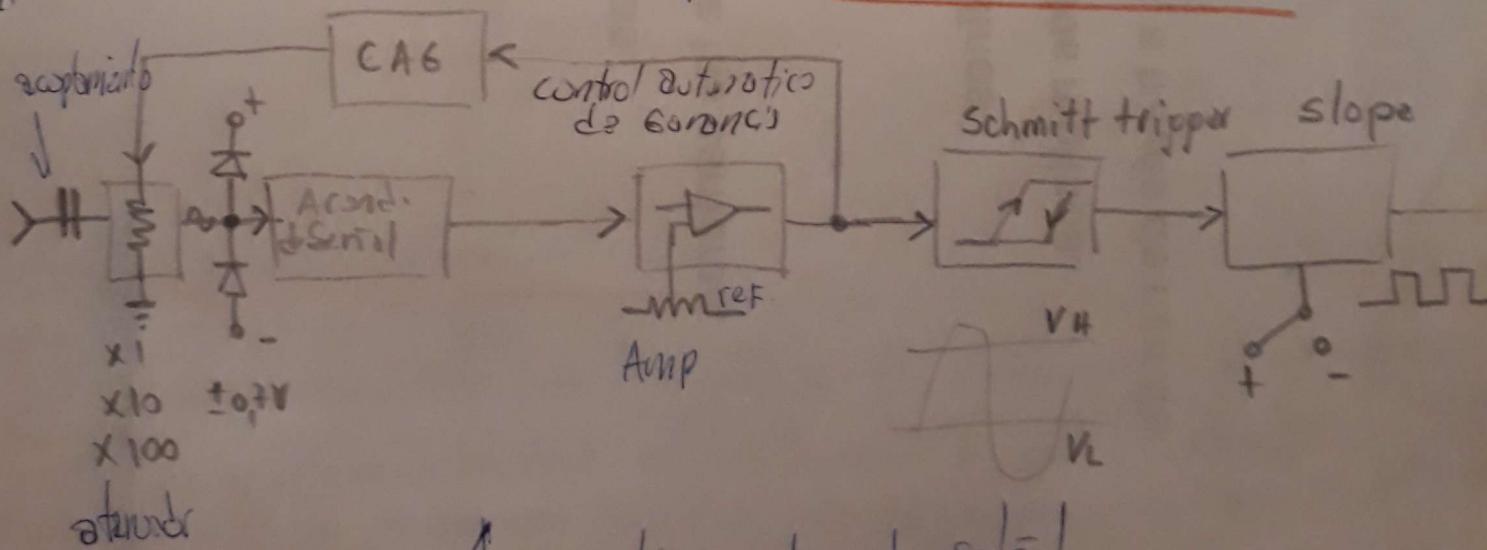
\uparrow
 V_{rms}

$$V_{PP} = 2 \cdot V_p$$

$$V_{PP} = 2\sqrt{2} V_{rms}$$

$$= 2 \cdot 1,41 \cdot 10\text{mV}$$

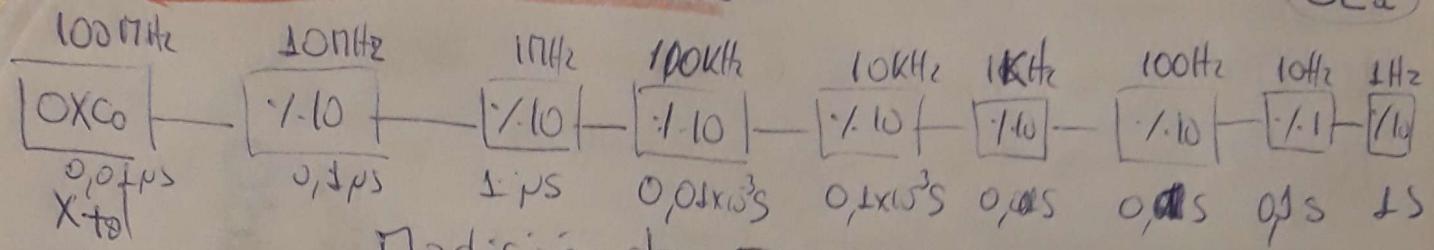
$$= 28,28\text{ mV}, V_{PP}$$



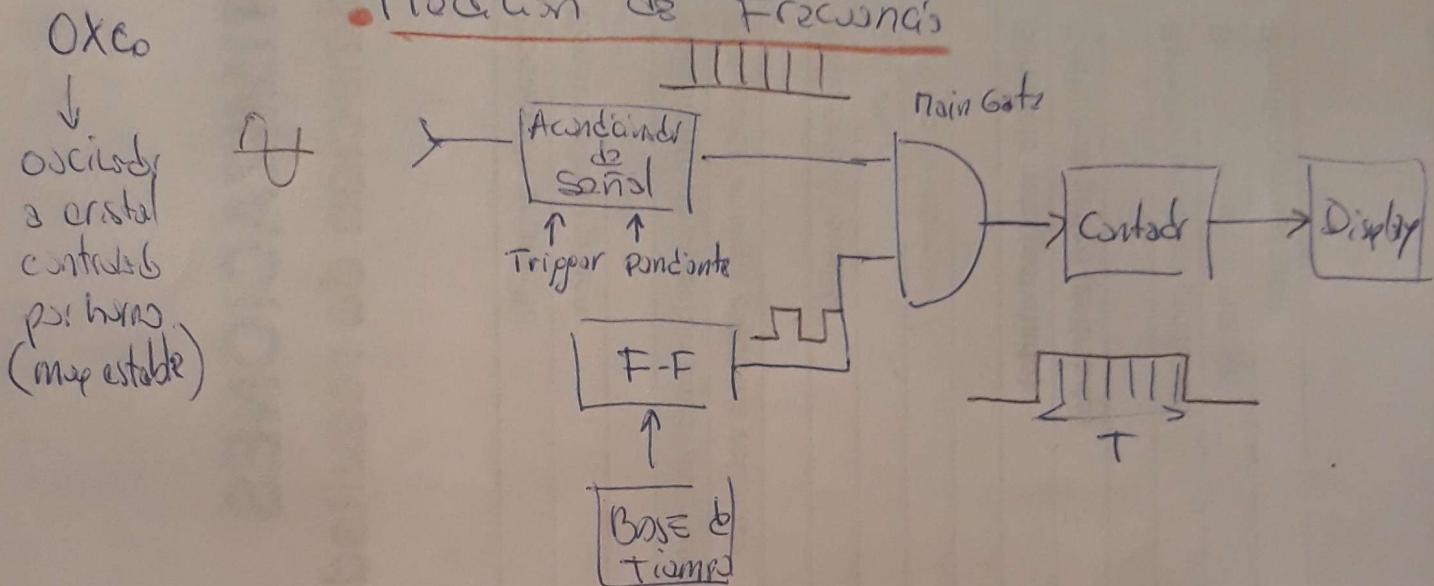
Acondicionador de señal

Contadores Electrónicos

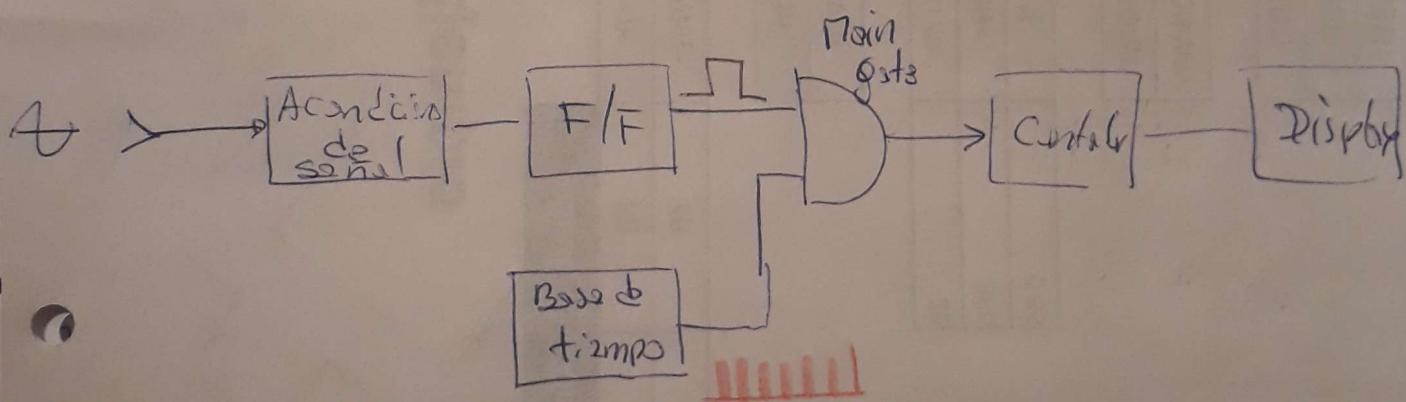
(CEa)



Medición de Frecuencias



Medición de períodos

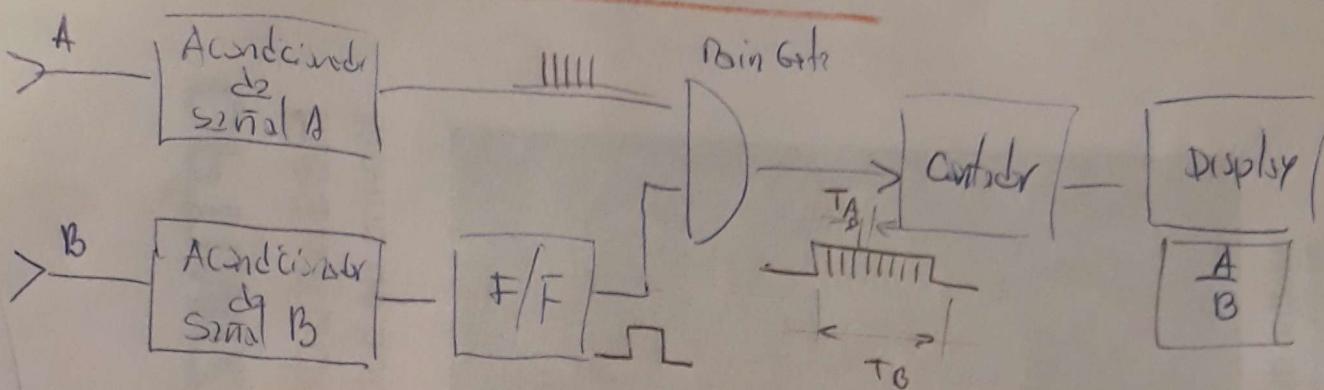


Contadores Recíprocos

[Autoampliación]. Se lecciónan la frecuencia a medir y en forma automática el instrumento pasa a medir período y presenta lectura de frecuencia en display

edición de relación de frecuencias

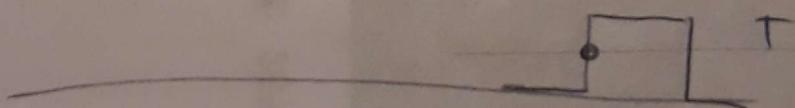
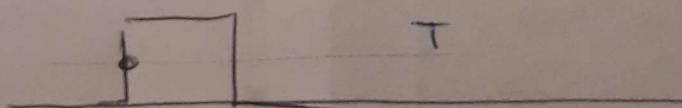
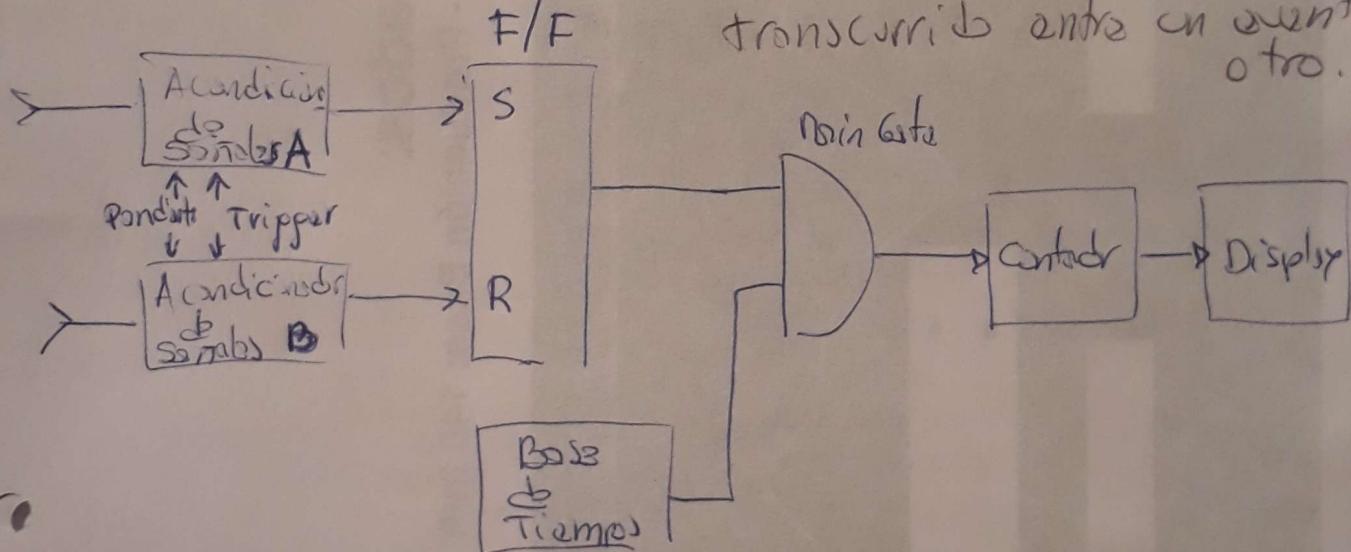
(CE6)



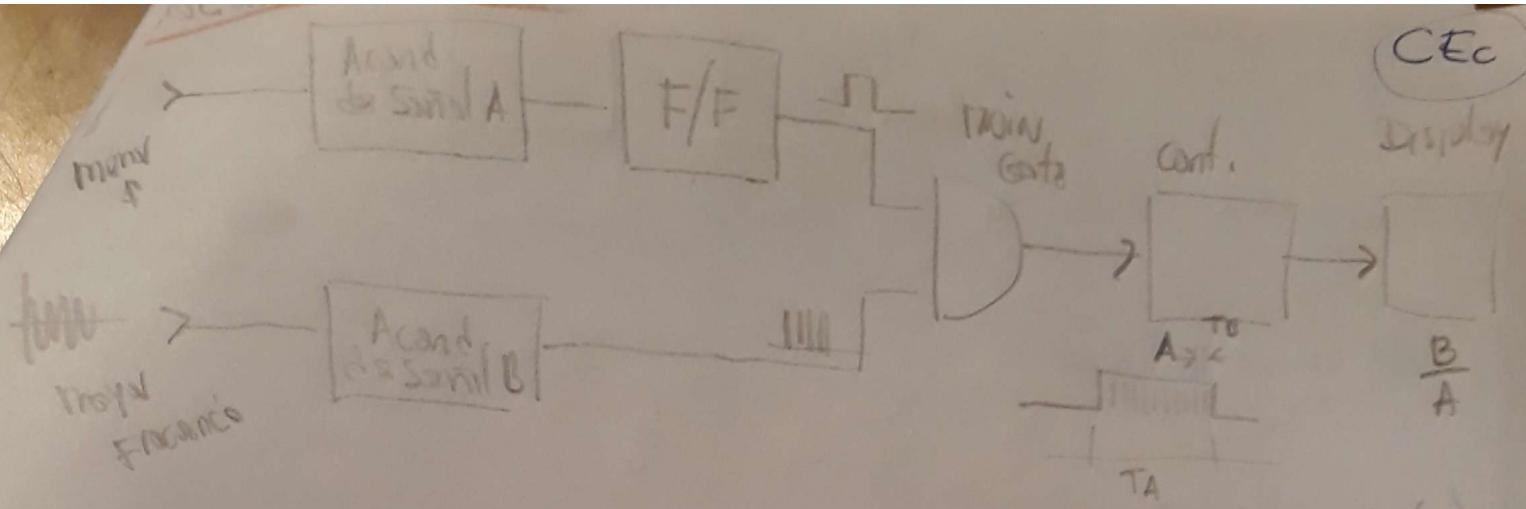
bclus al unir
los vibrat de frecuenc's

Medición de Intervalos

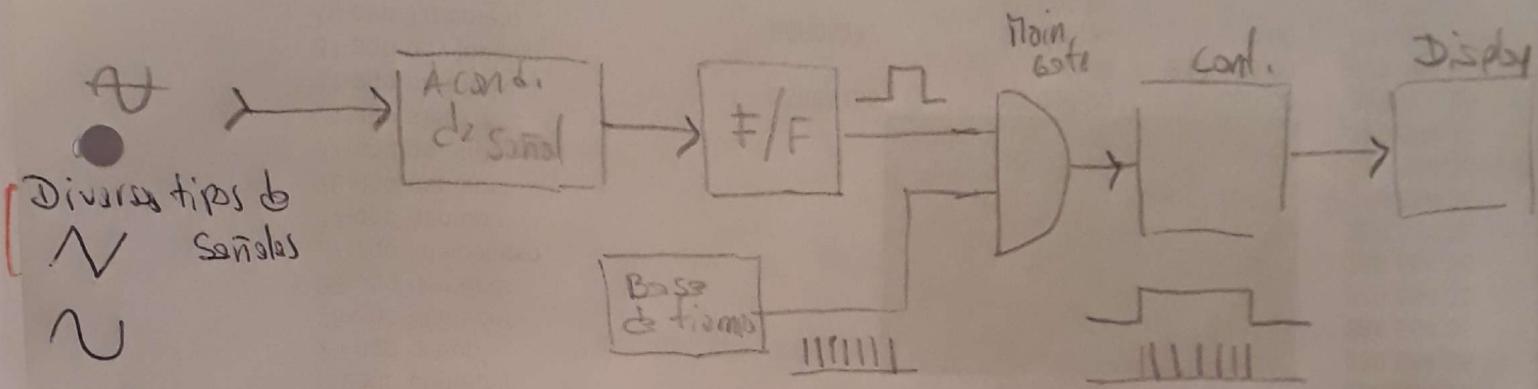
Quiero determinar el tiempo transcurrido entre un evento y otro.



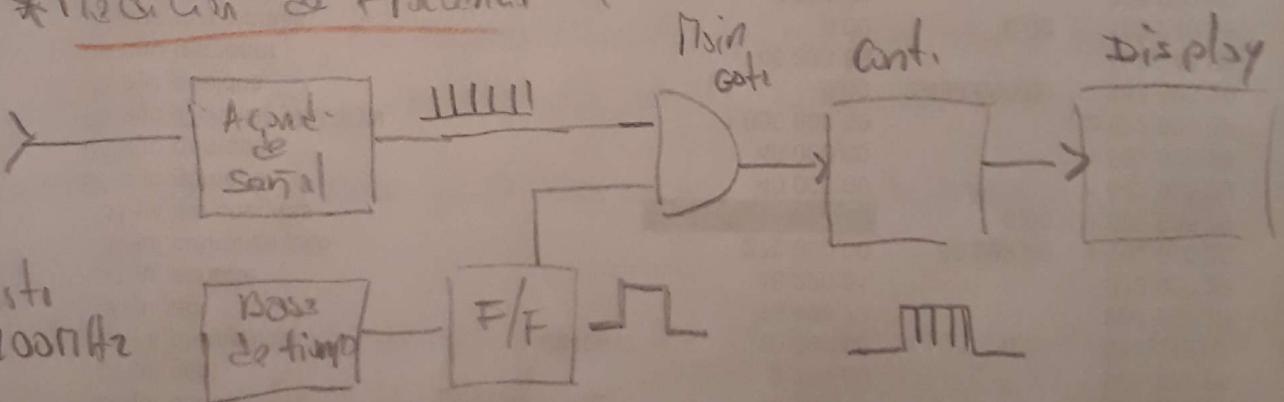
<-----
Tiempo entre
los dos vibrat (t)
----->



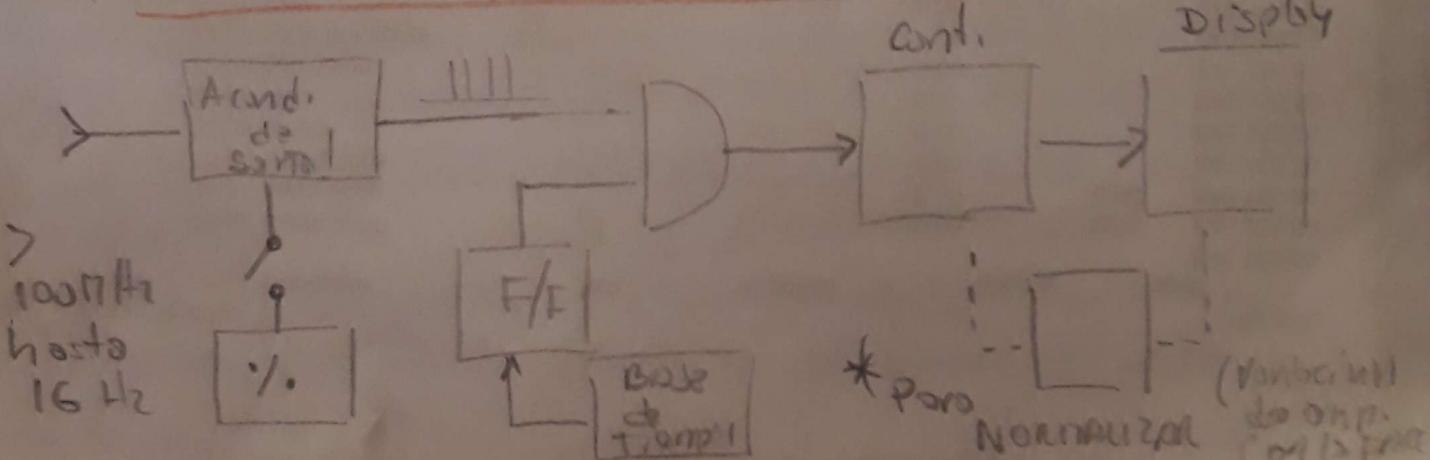
*Medición de períodos (Frecuencias bajas, mayor período)



*Medición de Frecuencia (Frecuencias altas, menor período)



*Medición de Frecuencia con pre-escalar y Normalización



Ron 145

Ejercicio 1:

Como son tensiones
Tomo 2.0 log

Frecuencia [Hz]	Amplitud [v]
50	1
1000	2
3000	2.1
4000	2.244
6000	2.1
14000	1

$$FR = 100-12 \text{ kHz} ; 0,42 \text{ dB} ; -0,54 \text{ dB}$$

$$dB = 20 \log \frac{V}{V_{ref}} \Big|_{1 \text{ kHz}}$$

• para 50Hz 1v

$$dB = 20 \log \frac{1v}{2v} = -6,02 \text{ dB}$$

• para 100Hz 1,414

$$dB = 20 \log \frac{1,414v}{2v} = -3,011 \text{ dB}$$

• para 200Hz

$$dB = 10 \log \frac{2v}{2v} = 0 \text{ dB}$$

• para 300Hz 1,73v

$$dB = 20 \log \frac{1,73v}{2v} = -0,309 \text{ dB}$$

• para 2000Hz 2v

$$dB = 20 \log \frac{2v}{2v} = 0 \text{ dB}$$

• para 400Hz 1,88v

$$dB = 20 \log \frac{1,88v}{2v} = -0,537 \text{ dB}$$

* • para 3000Hz 2,1v

$$dB = 20 \log \frac{2,1v}{2v} = 0,423 \text{ dB}$$

• para 600Hz 1,75v

$$dB = 20 \log \frac{1,75v}{2v} = -0,219 \text{ dB}$$

* • para 4000Hz 2,244v

$$dB = 20 \log \frac{2,244v}{2v} = 0,999 \approx 1 \text{ dB}$$

• para 800Hz 2v

$$dB = 20 \log \frac{2v}{2v} = 0 \text{ dB}$$

* • para 6000Hz 2,1v

$$dB = 20 \log \frac{2,1v}{2v} = 0,423 \text{ dB}$$

• para 10000Hz 1,6v

$$dB = 20 \log \frac{1,6v}{2v} = -1,938 \text{ dB}$$

* Picos positivos, instabilidades en el sistema.

• para 1000Hz 2v

$$dB = 20 \log \frac{2v}{2v} = 0 \text{ dB}$$

• para 12000Hz 1,414v

$$dB = 20 \log \frac{1,414v}{2v} = -3,01 \text{ dB}$$

• para 14000Hz 1v

$$dB = 20 \log \frac{1v}{2v} = -6,02 \text{ dB}$$

Ejercicio 2:

Expresar THD y THD+N

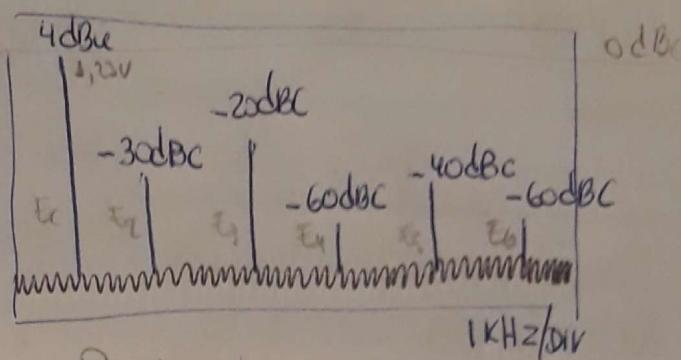
(R1)

(R2)

+ 4 dBu rms

$$\frac{S_o}{N_o} \rightarrow 22 \text{ kHz es } 80 \text{ dB}$$

referidos a + 4 dBu



$$dBu = 20 \log \frac{\sqrt{x}}{0,775V} \rightarrow P = 1 \text{ mW}$$

$$\rightarrow Z = 600\Omega$$

Para 4 dBu : $\frac{4}{20} = \log \frac{\sqrt{x}}{0,775V}$ $10^{\frac{4}{20}} = \frac{\sqrt{x}}{0,775V}$

$$\sqrt{x} = 10^{\frac{4}{20}} \cdot 0,775V \approx 1,23V \quad \boxed{\sqrt{x} = V_c = 1,23V}$$

$$dB_C = 20 \log \frac{\sqrt{x}}{V_c}$$

$$dB_C = 20 \log \frac{1,23V}{1,23V} = 0 \text{ dBc}$$

$$E_2; \quad dB_C = 20 \log \frac{V_2}{V_c} \Rightarrow -\frac{30}{20} = \log \frac{V_2}{V_c} \quad \therefore V_2 = 10^{-\frac{30}{20}} \cdot 1,23V \\ V_2 = 0,0388V$$

$$E_3; \quad dB_C = 20 \log \frac{V_3}{V_c} \Rightarrow -\frac{20}{20} = \log \frac{V_3}{V_c} \quad \therefore V_3 = 10^{-\frac{20}{20}} \cdot 1,23V \\ V_3 = 0,123V \quad \begin{matrix} 10 \text{ veces} \\ \text{m2m0s} \end{matrix}$$

$$E_4; \quad dB_C = 20 \log \frac{V_4}{V_c} \Rightarrow -\frac{60}{20} = \log \frac{V_4}{V_c} \quad \therefore V_4 = 10^{-\frac{60}{20}} \cdot 1,23V \\ V_4 = 0,00123V \quad \begin{matrix} 1000 \text{ veces} \\ \text{m2m0s} \end{matrix}$$

$$E_5; \quad dB_C = 20 \log \frac{V_5}{V_c} \Rightarrow -\frac{40}{20} = \log \frac{V_5}{V_c} \quad \therefore V_5 = 10^{-\frac{40}{20}} \cdot 1,23V \\ V_5 = 0,0123V \quad \begin{matrix} 100 \text{ veces} \\ \text{m2m0s} \end{matrix}$$

$$E_6; \quad dB_C = 20 \log \frac{V_6}{V_c} \Rightarrow -\frac{60}{20} = \log \frac{V_6}{V_c} \quad \therefore V_6 = 10^{-\frac{60}{20}} \cdot 1,23V \\ V_6 = 0,00123V$$

(R1) N

(R3)

$$\text{Distorsión Armónica Total (sin ruido)} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2}}{V_1} \cdot 100$$

$$\text{THD} (\text{hasta } 5^\circ \text{ armónicas}) = \text{medir } \times \% ; +4 \text{ dBu} ; 1 \text{ kHz} ; G=1$$

$$\text{THD}\% = \frac{\sqrt{(0,0388)^2 + (0,123)^2 + (0,00123)^2 + (0,0123)^2 + (0,00123)^2}}{1,23\text{v}} \cdot 100$$

$$= \frac{\sqrt{0,0167814658\text{v}^2}}{1,23\text{v}} \cdot 100 = \frac{0,129548297}{1,23} \cdot 100 = 10,53\%$$

$$\text{THD}\% = 10,53\%$$

$$\boxed{\text{THD} (\text{hasta } 5^\circ \text{ armónicas}) = \text{medir } 10,53\% ; +4 \text{ dBu} ; 1 \text{ kHz}, G=1}$$

* Distorsión Armónica Total + N (más ruido) Noise

$$\text{THD} + N (\text{hasta } 5^\circ \text{ armónicas}) = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2 + V_N^2}}{V_1} \cdot 100$$

Como halbamos V_N

$$\text{El dato es } \frac{S_0}{N_0} = 80 \text{ dB} \quad \frac{S_0}{N_0} (\text{dB}) = S_0(\text{dBu}) - N_0(\text{dBu})$$

$$N_0(\text{dBu}) = S_0(\text{dBu}) - \frac{S_0}{N_0} (\text{dB}) \\ = +4 \text{ dBu} - 80 \text{ dB} = -76 \text{ dBu}$$

$$N_0(\text{dBu}) = 20 \log \frac{V_N}{0,775} \quad -\frac{76}{20} = \log \frac{V_N}{0,775}$$

$$V_N = 10^{-\frac{76}{20}} \cdot 0,775\text{v} = 0,000123\text{v} \quad \frac{10000 \text{ veces}}{mados}$$

$$\text{THD} + N \% = \frac{\sqrt{(0,0388)^2 + (0,123)^2 + (0,00123)^2 + (0,0123)^2 + (0,00123)^2 + (0,000123)^2}}{1,23\text{v}} \cdot 100 \\ = 10,531\%$$

$$+N \text{ (hasta } 5^{\circ} \text{ armónica) } = \text{ menor } \times \% ; +4 \text{ dBu} ; 1 \text{ KHz} ; G=1 ; \text{ (R4)} \\ 22 \text{ KHz BW}$$

$$1+D+N \text{ (hasta } 5^{\circ} \text{ armónica) } = 10,53\% ; +4 \text{ dBu} ; 1 \text{ KHz} ; G=1 ; 22 \text{ KHz BW}$$

Ejercicio 3 Distorsión por Intermodulación → CCIF
→ SMPTE
→ DIN

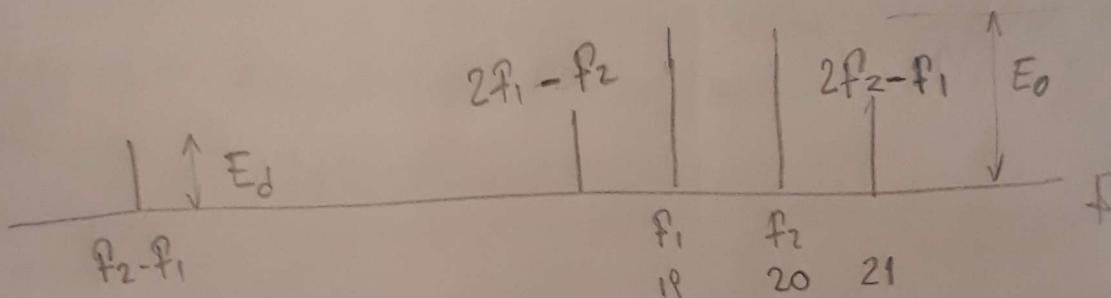
CCIF

f_1 igual amplitud

$$f_1 = 19 \text{ KHz}$$

f_2

$$f_2 = 20 \text{ KHz}$$



$$\text{IMD \%} = \frac{E_d}{E_o} \cdot 100 = \frac{E_d}{2E_o} \cdot 100$$

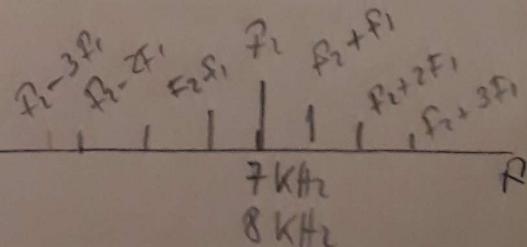
$$\text{IMD (\%)} = \text{menor } \times \% ; +4 \text{ dBu} ; G=1 ; f_1, f_2 ; 1:1 \\ = 19 \text{ KHz} = 20 \text{ KHz}$$

Relación de amplitud

SMPTE y DIN

$$\begin{array}{ll} \text{SMPTE} & f_1 + 4 \text{ dBu} \quad 4:1 \\ f_1 = 60 \text{ Hz} & \text{por encima} \\ f_2 = 7 \text{ KHz} & \approx f_2 \end{array}$$

SMPTE 60Hz DIN 400Hz



DIN

$$\begin{array}{ll} f_1 = 400 \text{ Hz} & 4:1 \quad f_1 + 4 \text{ dBu} \\ f_2 = 8 \text{ KHz} & \text{por encima} \\ & f_2 \end{array}$$

$$m = 2 \frac{\sqrt{m}}{\sqrt{P}} \text{ modulante} \\ \text{para } \text{punto de corte.}$$

$$= 20 \log \frac{V_x}{0,775V}$$

$$\frac{40}{20} = \log \frac{V_x}{0,775V}$$

$$V_x = 10^{\frac{40}{20}} \cdot 0,775V$$

$$V_x = 1,23V$$

(P1) N
F
(RS)

Entances

$$f_1 \Rightarrow V_1 = 1,23V \quad \therefore dBu = 20 \log \frac{0,3075}{0,775}$$

$$f_2 \Rightarrow \frac{V_1}{4} = 0,3075 \quad dBu = 20 \log 0,397$$

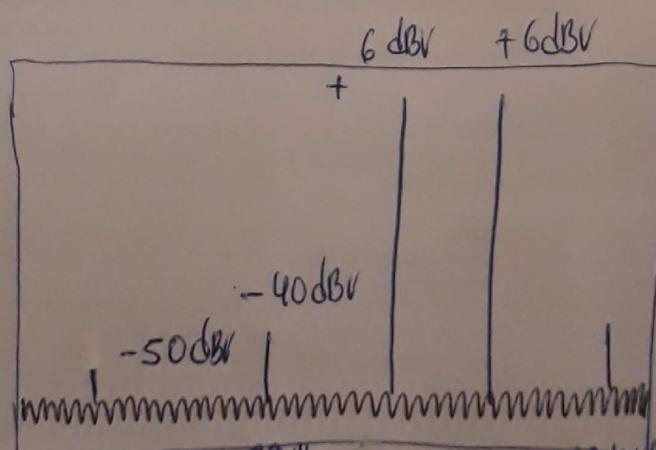
$$dBu = 20 - 0,401$$

$$dBu = -8,029 dBu$$

O sea que f_2 es de $-8 dBu$ por debajo de f_1 .

$$\left| \begin{array}{l} IMD (\%) = \text{menor \% ; } +4dBu ; G=1 ; 60Hz, 7kHz ; 4:1 \\ \text{SMPTE} \end{array} \right.$$

$$\left| \begin{array}{l} IMD (\%) = \text{menor \% ; } +4dBu ; G=1 ; 400Hz, 8kHz ; 4:1 \\ \text{DIN} \end{array} \right.$$



Encaramos por
CCIF

Análisis de distorsión por intermodulación bitro!

f_2-f_1 $2f_1-f_2$ f_1 f_2 $2f_2-f_1$

Unteremos mediante la profica

(P1)

(R6)

$$\begin{array}{l} (1) \quad 2f_1 - f_2 = 8,8 \text{ kHz} \\ (2) \quad 2f_2 - f_1 = 12,4 \text{ kHz} \end{array}$$

De (1) despejamos f_1 : $f_1 = 8,8 \text{ kHz} + \frac{f_2}{2}$

$$f_1 = \frac{8,8 \text{ kHz}}{2} + \frac{f_2}{2}$$

$$f_1 = 4,4 \text{ kHz} + \frac{f_2}{2}$$

(3)

Ahora reemplazando (3) en (2);

$$2f_2 - 4,4 \text{ kHz} - \frac{f_2}{2} = 12,4 \text{ kHz}$$

$$2f_2 - \frac{f_2}{2} = 12,4 \text{ kHz} + 4,4 \text{ kHz}$$

$$f_2 \left(2 - \frac{1}{2} \right) = 16,8 \text{ kHz} \quad : \quad f_2 = \frac{16,8 \text{ kHz}}{\frac{3}{2}} = 11,2 \text{ kHz}$$

G Reemplazando f_2 en (3): $f_1 = 4,4 \text{ kHz} + \frac{11,2 \text{ kHz}}{2}$

$$f_1 = 4,4 \text{ kHz} + 5,6 \text{ kHz} = 10 \text{ kHz}$$

$$f_1 = 10 \text{ kHz}$$

$$\therefore f_2 - f_1 = 11,2 \text{ kHz} - 10 \text{ kHz} = 1,2 \text{ kHz}$$

recordando metodo CCIF

$$f_1 = 10 \text{ kHz} \quad f_2 - f_1 = 1 \text{ kHz} \quad \text{cambiar de amplitud 1:1}$$

$$f_2 = 20 \text{ kHz}$$

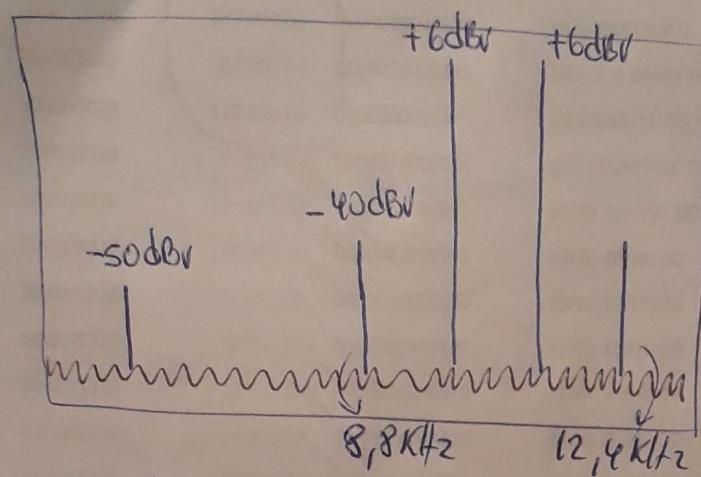
$$\text{IMD}(\%) = \frac{E_d}{E_0} \cdot 100 = \frac{E_d}{2E_0} \cdot 100$$

(P1)

(R7)

$$\text{IMD}(\%) \leq \times \% ; +4\text{dBm} ; G=1 ; 19\text{kHz}, 20\text{kHz} ; 1:1$$

Sea el gráfico de analizar



Hay que calcular los niveles \downarrow las amplitudes en V, para poder calcular $\text{IMD} \% = \frac{E_d}{2E_0} \cdot 100$

$$\text{dBm} = 20 \log \frac{V_x}{1V}$$

$$-50\text{dBm} = 20 \log \frac{V_d}{1V}$$

$$-\frac{50}{20} = \log \frac{V_d}{1V} \quad 10^{-\frac{50}{20}} = \frac{V_d}{1V}$$

$$(f_2 - f_1) \rightarrow V_d = 10^{-\frac{50}{20}}, 1V = 0,00316V$$

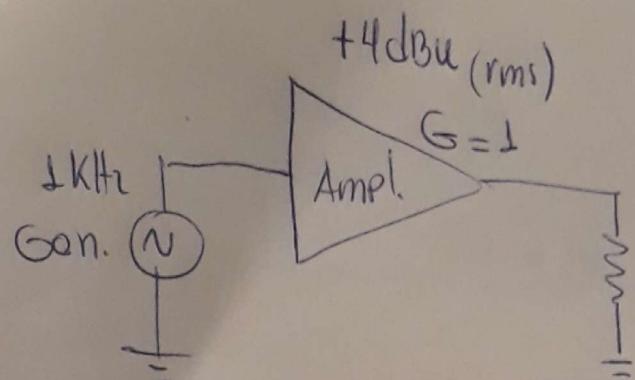
$$f_1 \rightarrow V_o = 10^{-\frac{50}{20}} \cdot 1V \approx 2V$$

$$(f_2) \rightarrow V_o = 10^{\frac{6}{20}} \cdot 1V \approx 2V$$

$$\text{IMD} \% = \frac{0,00316V}{2 \cdot 2V} \cdot 100 = 0,00079 \times 100 = 0,079\%$$

No estás bien Normas!

IMD (CCIF) menor 0,079%, 10kHz, 11,2kHz; -50dBm; 1:1



\equiv do Voltage de salida do Input
valor rms.

No = 123 μV (rms), con un filtro
limitador de 22 kHz.

Luego se eleva la señal de entrada hasta llegar a un nivel de 20V rms con 2% de distorsión.

- $S/N = \times \text{dB re dBu}, \times \text{BW}, \times \text{ptm}$ • Dynamic Range = $\times \text{dB re} \times \text{dBu}$, $\times \text{BW}$
- Máximo Rendimiento Disponible ($\times\%$ Distorsión) = $\times W$
- Si en otro Ampl. se obtuviera el mismo valor de S/N, pero un señal de salida de 8 dBu, el piso de ruido será mayor o menor de 1 miliwatt anteriormente.

$$a) \text{dBu} = 20 \log \frac{V_x}{0,775V} \rightarrow P = 1 \text{mW}$$

$$\frac{4}{20} \text{dBu} = \log \frac{V_x}{0,775V} \quad V_x = 10^{\frac{4}{20}} \cdot 0,775V = 1,73V = V_o$$

$$b) V_N = 123 \mu V \quad \text{dB} = 20 \log \frac{S_0}{N_0}$$

$$= 20 \log \frac{1,73V}{123 \times 10^{-6}V} = 20 \log 10.000$$

$$= 20 \cdot 4 = 80 \text{dB}$$

$$\underline{S_0} = 80 \text{dB} ; +4 \text{dBu}, 22 \text{kHz BW}; G=1 ; 1 \text{kHz}$$

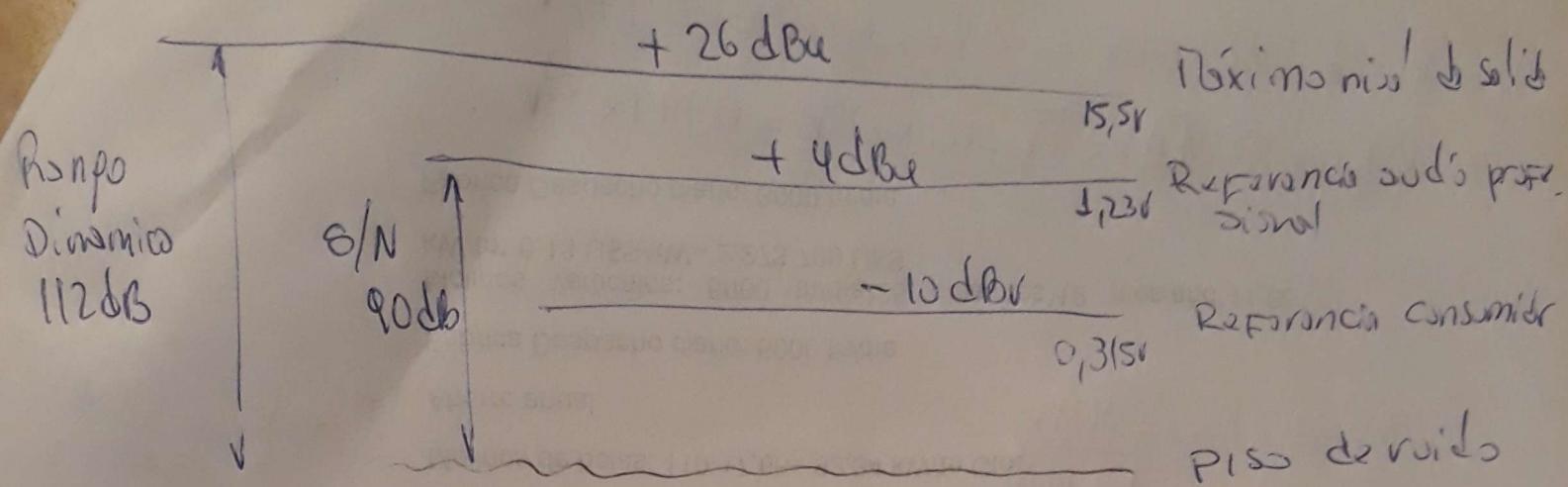
N_0

relación señal ruido.

b)

$$RD = 20 \log \frac{V_{PP(\text{MES})}}{V_N} = V_{PP(\text{MES})} \Big|_{\text{dBu}} - V_N \Big|_{\text{dBu}} = \times [\text{dB}]$$

$$[\text{dB}]$$



Tomemos para calcular el rango dinámico los
20 V (rms) \rightarrow 2% distorsión

$$RD = 20 \log \frac{20V}{VN} = 20 \cdot \log \frac{20V}{123 \times 10^{-6}} = 20 \cdot 5,21$$

$$RD = 104,22 \text{ dB}$$

$$RD = 104,22 \text{ dB; } 28,23 \text{ dBu; } 22 \text{ kHz BW; } G=1$$

$$c) P = \frac{V^2}{Z_L} = \frac{(20V)^2}{4} = 100 \text{ W}$$

$$\text{Máx. Rendimiento Disponible (2% Distorsión)} = 100 \text{ W}$$

Análisis de Estados Lógicos

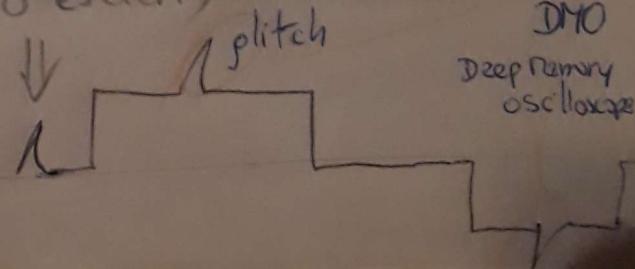
AELI

1 - ¿Qué factores se deben considerar respecto a los modos de disparo (tripper) del AEL?

- Cuando hablamos de modos de disparo, nos referimos a si el disparo es por nivel o por flancos.
- El disparo serie requiere definir las pulsaciones digitales
- Los modos de disparo siempre aseguran que no se sobre escriban datos en la memoria del instrumento
- Los retardos se pueden fijar como cantidades de clocks o de disparos
- Los ponderadores (qualifiers) se aplican sobre la lógica de sincronismos (clock)
- Los ponderadores (qualifiers) se aplican sobre la lógica de disparo.

6 - ¿Cuáles de estos factores se deben tener en cuenta en un análisis de estados lógicos?

- La frecuencia del clock interno en general debe ser mayor que la del externo.
- El tiempo de almacenamiento disponible depende sólo de la frecuencia de clock utilizada para la captura.
- El muestreo transicional se basa en cambios de estados y valores de tiempos.
- Mediante el análisis de estados lógicos se puede analizar cualquier tipo de plitches. (NO escrita)

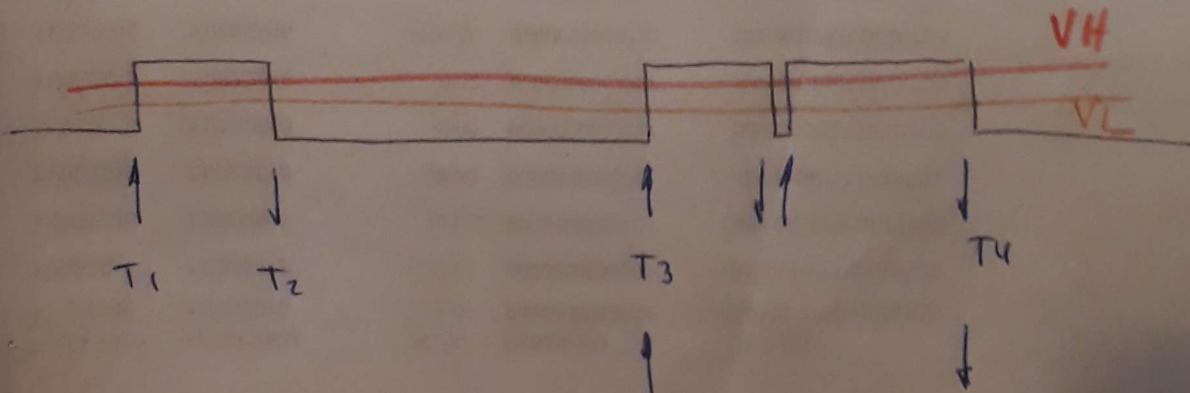


En cuáles de los siguientes casos es imprescindible el AEL? Indicar en los casos correctos que clock usar (internos, o externos).

- Para medir circuitos combinacionales Clock AEL
- Para medir circuitos secuenciales asíncronos. Interno
- Para " " " " Secuenciales síncronos. Externo
- " " detectar problemas de software en circuitos digitales. Externo
- " " " " " hardware en " " " " Interno

4.- La ventaja que introduce el muestreo transicional en el analizado de estados lógicos consiste en que:

- Permite un ahorro significativo de memoria adquirir tipos de eventos, independientemente de su separación en el tiempo.
- Permite un ahorro significativo de memoria para capturar eventos muy distanciados entre si en el tiempo.
- Permite analizar la forma real (análogica) de los pulsos de control.
- No introduce ventajas significativas con respecto a los demás modos de muestreo.



Los puntos que introduce el monitor trazador
en el AEL consisten en:

Ahorro significativo para capturar eventos muy distanciados entre sí en el tiempo.

2 - ¿Qué diferencias fundamentales presenta el AEL respecto a los puntos de prueba lógicos?

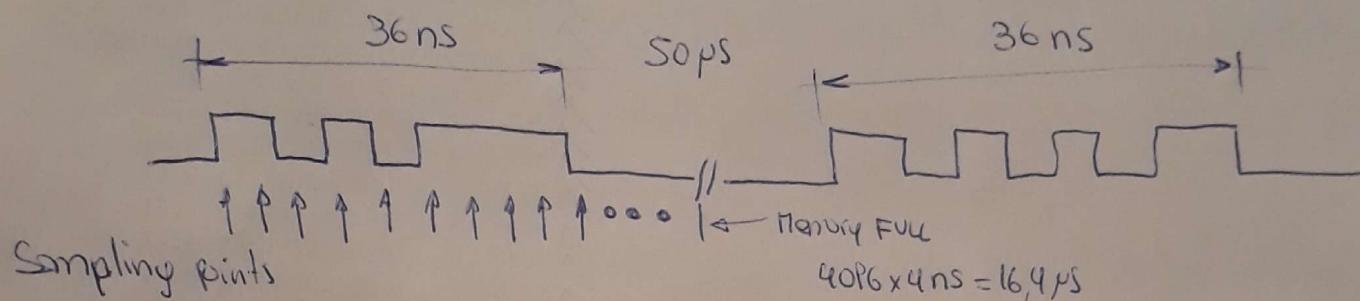
Los puntos lógicos no permiten medir señales de circuitos secuenciales

El analizador lógico permite registrar la secuencia de estados de un circuito secuencial.

Un punto lógico sólo permite capturar una línea digital, mientras que el analizador lógico permite capturar múltiples líneas.

El analizador lógico permite analizar la forma real de los pulsos de señal

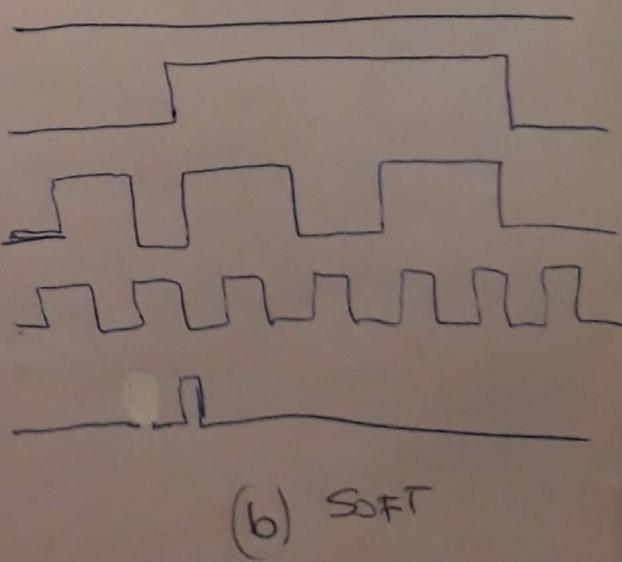
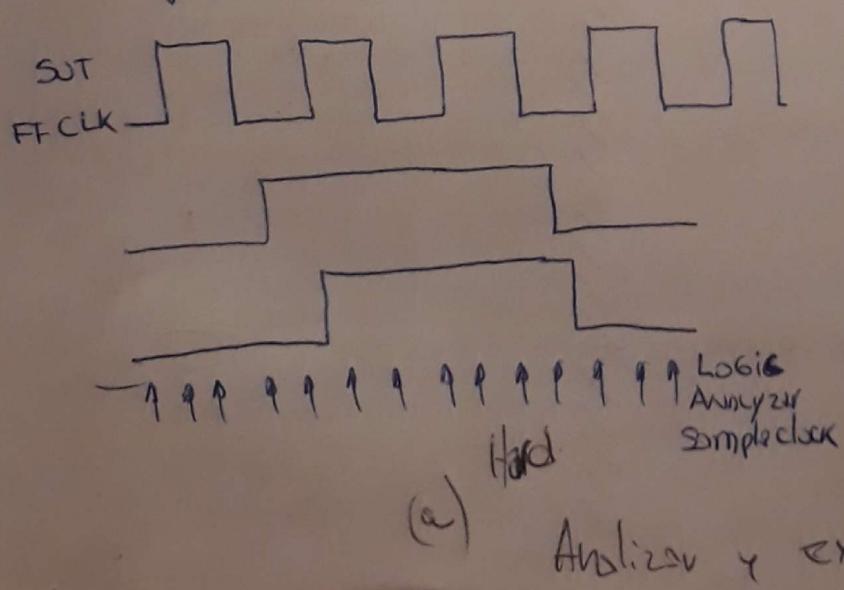
•) Un analizador lógico, considere la medición de la Fig 2. AEL4
.1) Se observa, para este señal en forma de los ráfagas, el analizador captura los primeros 16,4 μ s de señal, tras lo cual la memoria de instrumento se llena. Intentar capturar ambas ráfaga de 36ns cada una sin perder datos. Basándose en lo visto en clase, indique qué acción habría que tomar para lograr esto.



(ALL SPRED N PENNY)

Repassar mostrou transição

9.- Dadas las causas de medición de la Fig. sigiente, explique los posibles cambios de funcionamiento del del correspondiente, así como sus consecuencias generales.



semanas 1

ADC

a

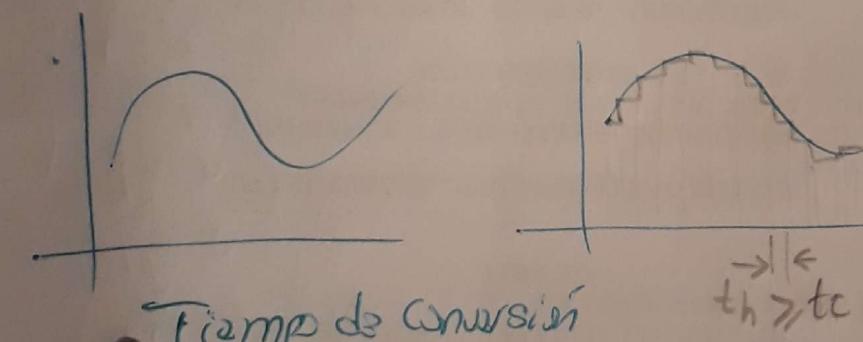
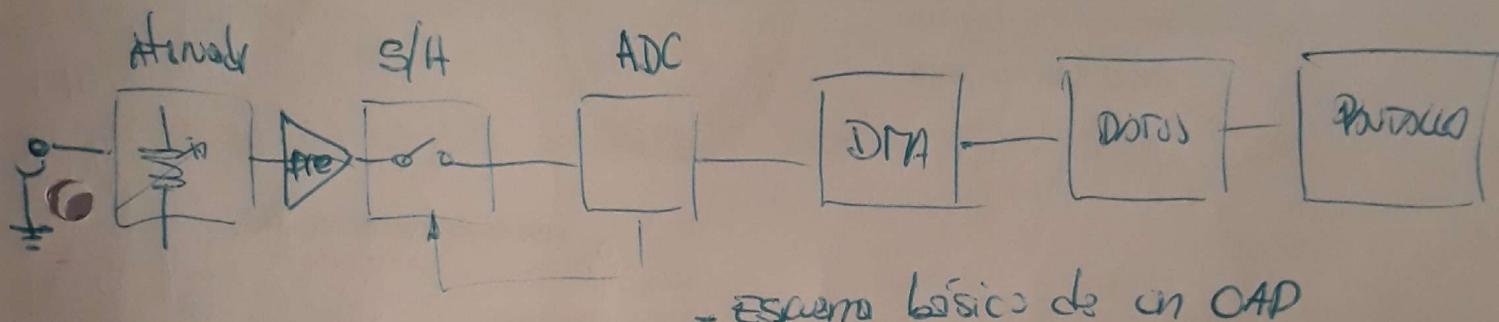
b El tiempo de conversión del ADC.

c

d

Convertir
 t_c
↓

- Todas las mediciones se hacen sin voltaje referencial fijo.
- No hay filtro en la entrada.



Tiempo de Conversión

t_c , es el tiempo que requiere el convertidor ADC para llevar a una señal a su libro, a código binario.
O sea que depende del convertidor A/D.

Tiempo de Hold

Por más rápido que sea el convertidor, necesito que dure este tiempo que el convertidor esté operando, la señal de entrada esté constante, de otro modo no sabrás que cuantificar. Entonces el tiempo en que la señal se mantiene plena, es el tiempo de hold th .

$$th > t_c$$

o sea

Ambos son ①
No, siguiente $t_s < t_c$

t_s tiempo de medida

t_c tiempo de conversión

El para que mi A/D y mi S/H estén al mismo ritmo.

1) VV



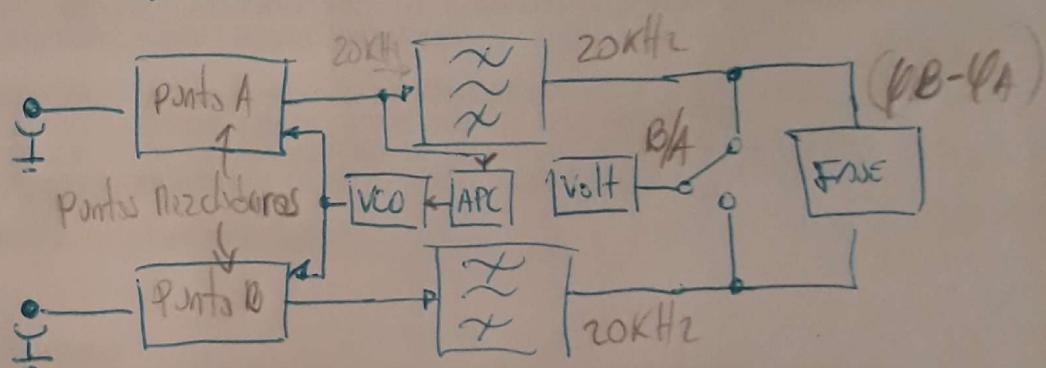
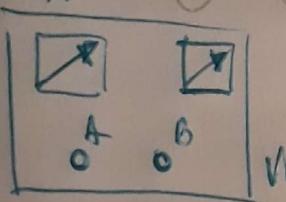
- Incluye un bloq de separación de fase de la señal de entrada
- contiene mecanismos para disminuir la frecuencia de los señales de entrada.



Nos da las siguientes ecuaciones entre incidente y reflejado.

$$\frac{B}{A} = \cos\theta - \cos\phi_A$$

Voltímetro Vectorial



Nos da los coeficientes (nos permite calcular) y nos da los de reflexión en su análogo o los de transferencia en su análogo.

5) Medición de Potencias en RF y microondas

En los termoscoplos, para mejorar la sensibilidad de medida (VR)



En los termistores, para alimentar los puntos de medida y compensación respectivamente.



No m_n(i)

ENCUENTRO DE ESTADOS LÓGICOS

- ✓ La frecuencia del clock interno en general debe ser mayor que la de externo.
 - ✓ El muestreo transitorio se basa en salvas de estados y salvas de tiempos.

ANALIZANDO DE ESTADOS LÓGICOS

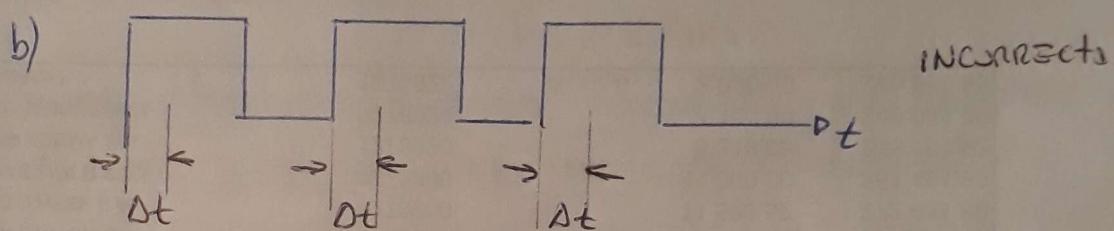
8) Análisis de Espectro, con $\text{span} = 0$

Preguntas Examen de OAD

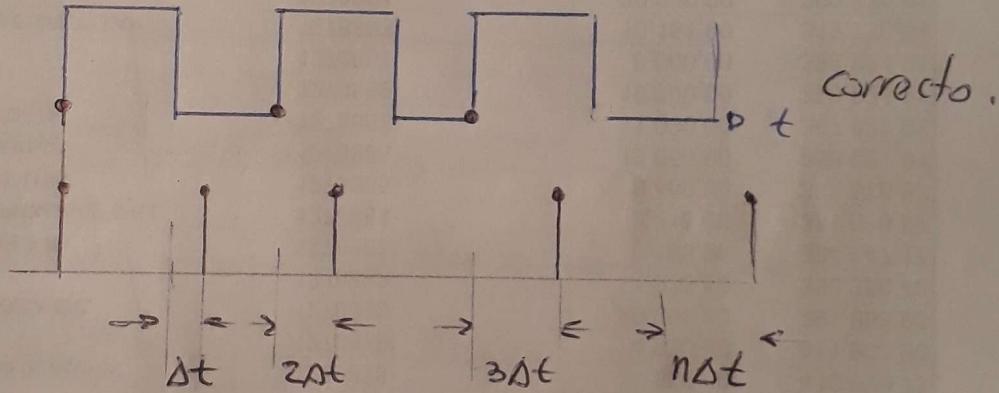
(OADI)

10.- [OAD] En relación a los tipos de muestras no coherentes, indica qué afirmaciones son verdaderas

- a Ambos utilizan el nivel de trigger como punto de referencia.
- b No, ver prófica.
- c El trigger aleatorio utiliza dos tablas en memoria, una para la amplitud y otra para el tiempo con respecto al trigger.
- d y otro para el tiempo con respecto al trigger.



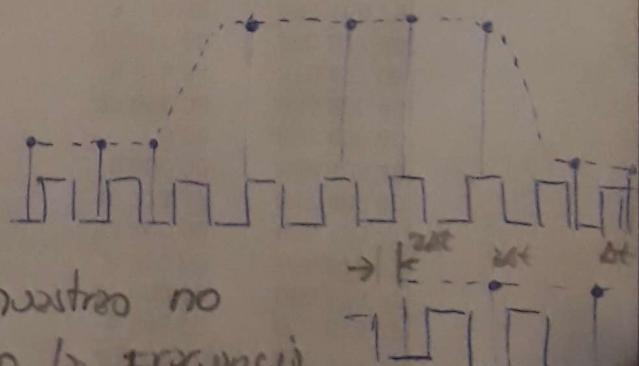
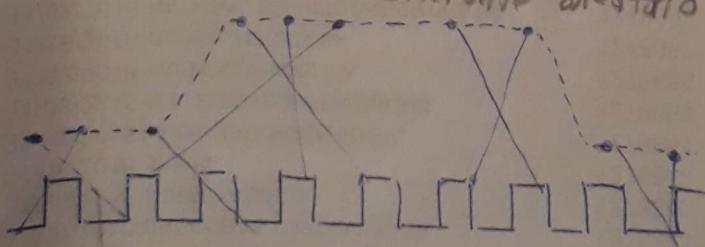
tipos de muestras
no coherentes
secundario



5.- [OAD] Observa las formas de onda de Fig. 3(a) y (b). Explícate a qué características del OAD se refieren, y cuáles son los fenómenos que ellos representan.

coherente aleatorio

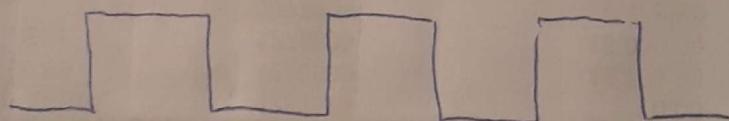
coherente secundario



Estos profílos corresponden a muestras no coherentes, necesarias para cuando la frecuencia a medir es muy superior a la frecuencia de las muestras del OAD.

$f_s > 2 f_{máx}$ coherente Nyquist.

- Indique cuáles de los siguientes características de un OAD son más apropiadas para el almacenamiento digital, cuando se desea medir una señal analógica, y qué factores determinan la frecuencia de muestreo necesaria?
- ↳ Frecuencia de sobreposición (aliasing), según la tasa de muestra utilizada
 - El tamaño de memoria en pantalla. (Número de bits por pixel y memoria por pixel en pantalla).
 - El ruido de fondo del OAD, es mayor que algunos componentes de la señal, por lo que es necesario tomar la muestra sincronizada con la misma.
 - La frecuencia de la señal cuadrada; $f_s \geq 2f_{\text{máx}}$
 - El tiempo At utilizado en el muestreo secuencial. Es muestreo no coherente aleatorio y por otro lado no coherente secuencial.



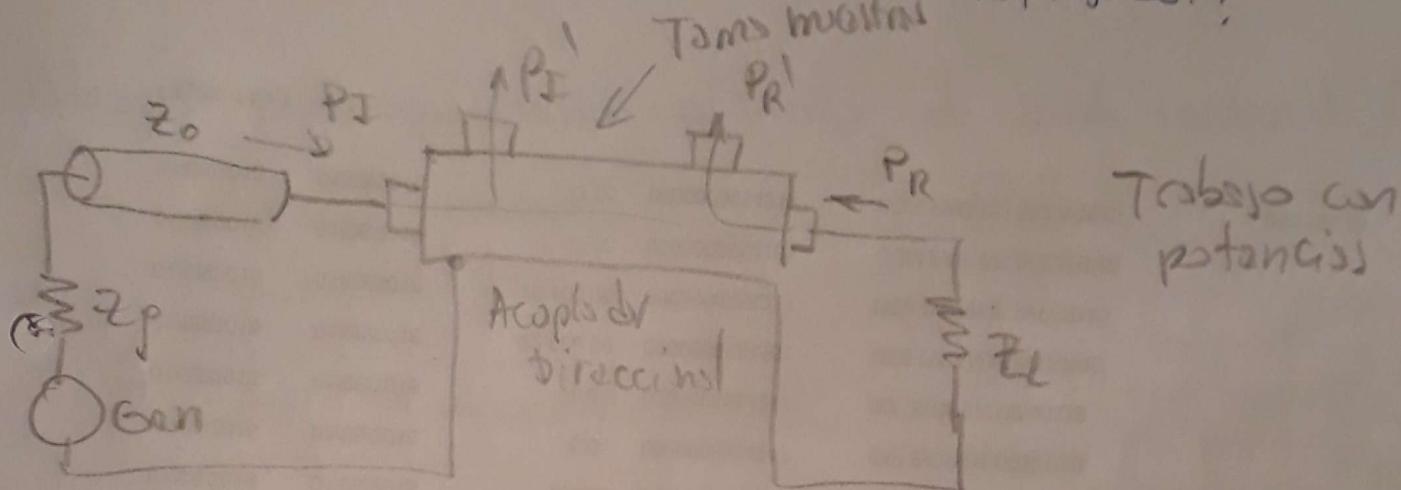
Muestreo coherente, según criterio de Nyquist

$$f_s \geq 2f_{\text{máx}} \quad \therefore f_{\text{máx}} = \frac{f_s}{2}$$

$f_s \rightarrow t_c$ conversión a mayor tiempo de conversión, mucho menor el BW.

- 15) Factor de acoplamiento = -40 dB
 " de Rechazo o Directividad = -50 dB

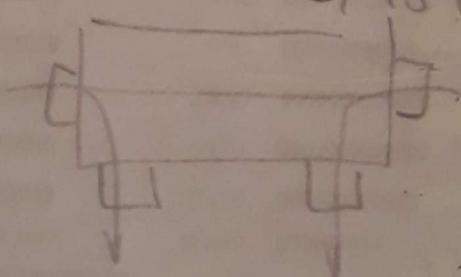
$P_i = 1000 \text{ W}$ ¿Qué potencias están presentes en el puerto de onda reflejada?



Factor de acoplamiento = $10 \log \frac{P_I'}{P_I}$ típicos -30 dB, -70 dB

Factor de Rechazo o Directividad = $10 \log \frac{P_R'}{P_I'}$ -50 dB

Si lo invierto funciona igual



Tengo dato $P_I = 1000 \text{ W}$ y $F_A = -40 \text{ dB}$

$$-40 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_I'}{P_I} \quad -\frac{40}{10} = \log \frac{P_I'}{1000 \text{ W}}$$

$$10^{-\frac{40}{10}} = \frac{P_I'}{1000 \text{ W}}$$

$$P_I' = 10^{-40/10} \cdot 1000 \text{ W} = 0.1 \text{ W} \rightarrow P_I' = 100 \text{ mW}$$

$$= -50 \text{ dB} \quad -50 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_R'}{P_I'} \quad -50 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_R}{0,1 \text{ W}} \quad E2$$

$$-\frac{50}{10} = \log \frac{P_R'}{0,1 \text{ W}} \quad 10^{-50/10} = \frac{P_R'}{0,1 \text{ W}} \Rightarrow P_R' = 10^{-50/10} \cdot 0,1 \text{ W}$$

$1 \mu\text{W}$, potencia en el puerto de onda reflejada.

Ahora podemos hallar el valor de onda reflejada P_R

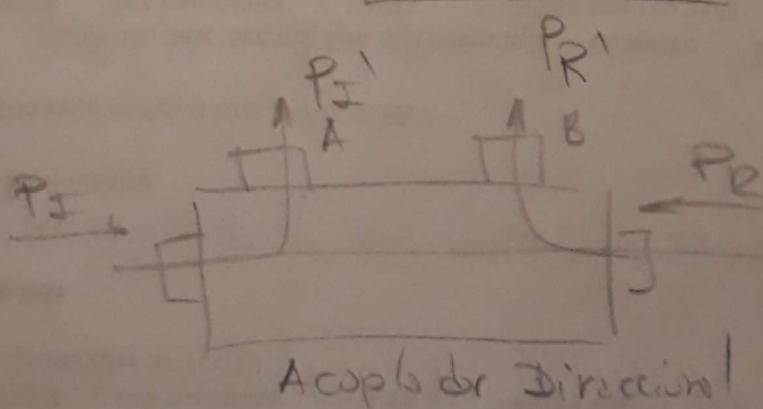
$$\text{Factor de Rechazo} = 10 \log \frac{P_R'}{P_I'} \quad \text{distribuidor D}$$

$$\text{Factor de Acoplamiento} = 10 \log \frac{P_I'}{P_I} = 10 \log \frac{P_R'}{P_R}$$

$$-40 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_R'}{P_R} \quad -\frac{40}{10} = \log \frac{P_R'}{P_R}$$

$$10^{-40/10} = \frac{P_R'}{P_R} \quad P_R = \frac{P_R'}{10^{-40/10}} = \frac{1 \mu\text{W}}{\frac{1}{10000}} = 0,01 \text{ W}$$

$$\boxed{P_R = 10 \text{ mW}}$$



b) Si ρ^2 representa en los suministros de Potencia de RF E_3

$$P = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{E_r}{E_i} \quad \text{Si se cumple } P = \frac{E_r}{E_i}$$

También se puede cumplir $P^2 = \frac{P_r}{P_i} \Rightarrow P_r = P^2 P_i$

$$P_t = P_r + P_i \quad \therefore P_r = P_t - P_i$$

$$P_t - P_i = P^2 P_i \quad P_t = P^2 P_i + P_i$$

$$\boxed{P_t = P_i(1 + \rho^2)}$$

Definiendo $P_{medido} = n P_t$

$$P_{medido} = n (1 + \rho^2) \cdot P_i$$

$$\frac{P_{medido}}{P_i} = n (1 + \rho^2)$$

$n = N_e$
rendimiento efectivo

$$\downarrow K_b \quad \therefore \boxed{K_b = n \cdot (1 + \rho^2)}$$

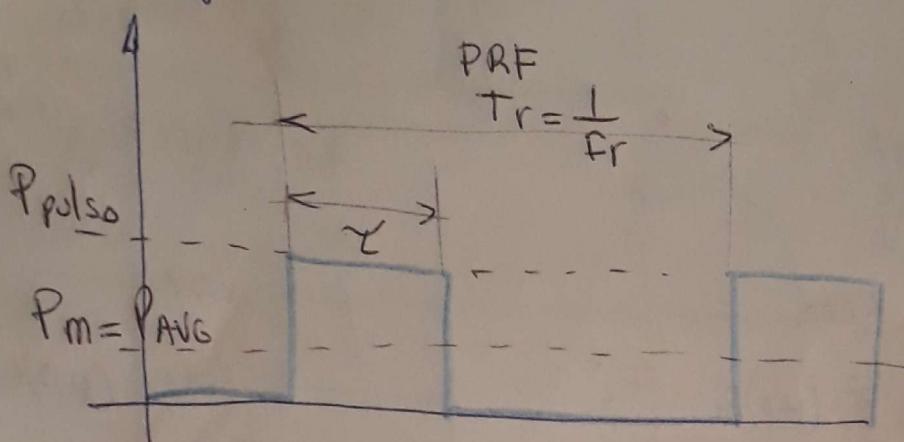
K_b representa la desaparición de entradas. Evidentemente no.

P representa la desaparición de entradas

$$\boxed{P = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}} \quad \text{para } Z_L = Z_0$$

$$P = \frac{0}{2Z_0} = 0 \quad \text{cuando } Z_0 \text{ no hay desaparición}$$

Se usa una portadora modulada por pulsos, se mide (E4) una potencia media (promedio = P_{AVG}) de +30 dBm y una potencia de pulso de +50 dBm. Calcula su ciclo de trabajo.

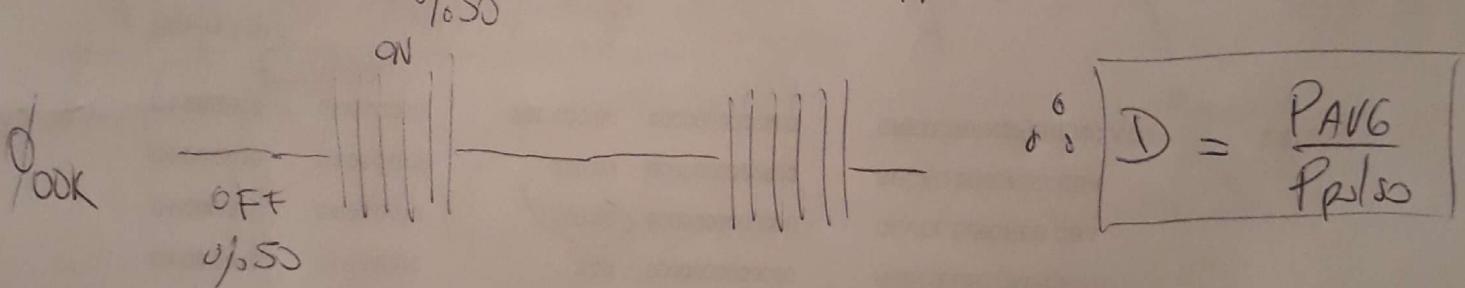


$$\text{Duty cycle} = \tau \cdot f_r$$

$$D = \tau \cdot \frac{1}{T_r}$$

$$D = \frac{\tau}{T_r}$$

$$P_{pulse} = P_{AVG} \cdot \frac{1}{D} = \frac{P_{AVG}}{\frac{\tau}{T_r}} = \frac{P_{AVG} \cdot T_r}{\tau}$$



$$D = \frac{P_{AVG}}{P_{pulse}}$$

$$\text{dBm} = 10 \log \frac{P_x}{1 \text{mW}}$$

$$30 \text{ dBm} = 10 \log \frac{P_{AVG}}{1 \text{mW}}$$

$$10^{30/10} = \frac{P_{AVG}}{1 \text{mW}}$$

$$P_{AVG} = 10^{30/10} \cdot 1 \text{mW}$$

$$P_{AVG} = 1 \text{W}$$

$$50 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_{pulse}}{1 \text{mW}}$$

$$P_{pulse} = 10^{50/10} \cdot 1 \text{mW}$$

$$P_{pulse} = 100 \text{W}$$

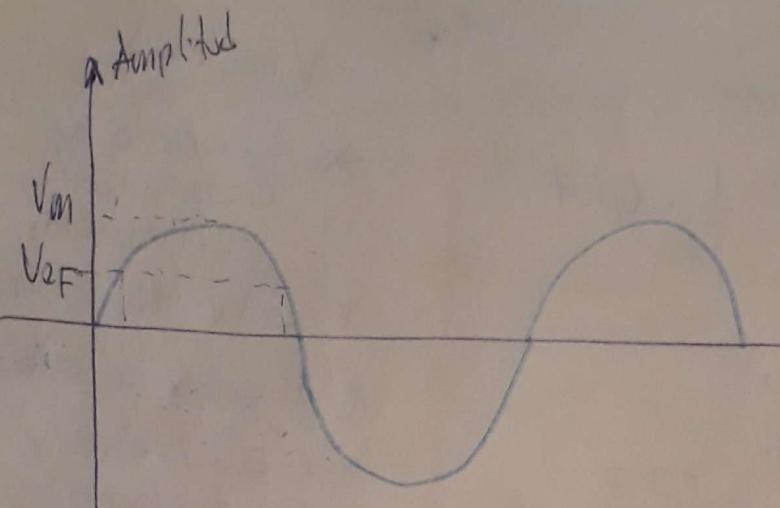
$$D = \frac{P_{AVG}}{P_{pulse}} = \frac{1}{100} = 0,01$$

$$D = 0,01$$

$$P_p = P_{eF} \cdot \sqrt{2}$$

$$P_{pp} = 2 \cdot P_p$$

$$P_{pp} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{eF} = 2 \cdot 1,4142 = 2,$$



$$V_{med}=0$$

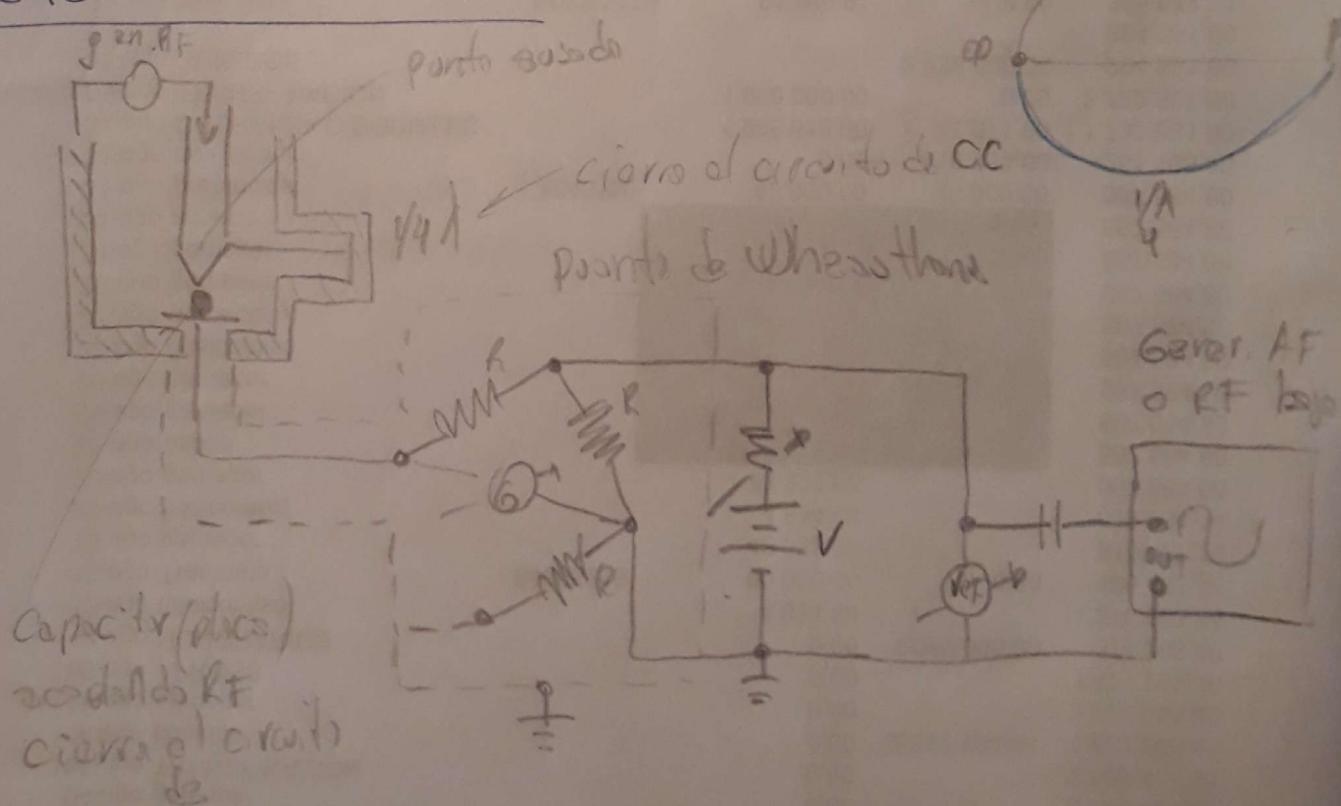
$$V_{eF} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \Rightarrow V_m = \sqrt{2} \cdot V_{eF}$$

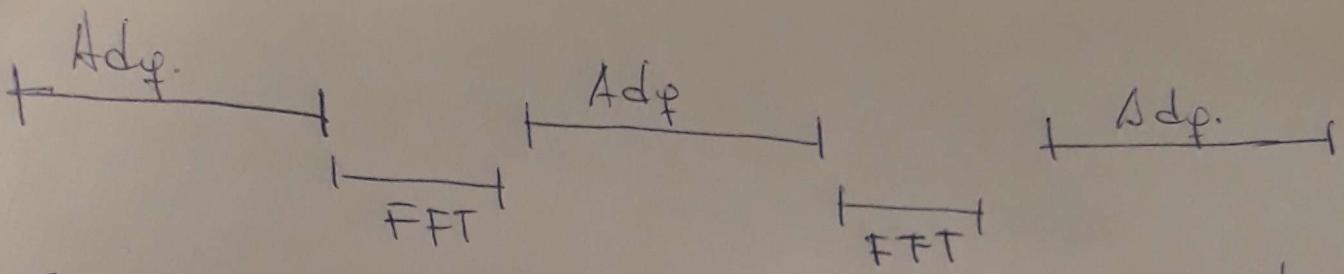
$$V_p = \sqrt{2} V_{eF}$$

$$V_{pp} = 2 \sqrt{2} V_{eF}$$

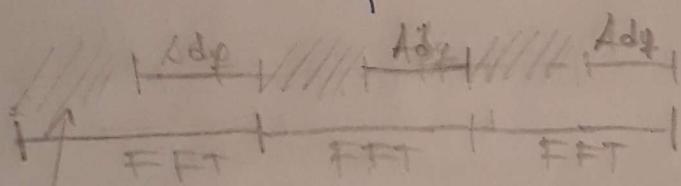
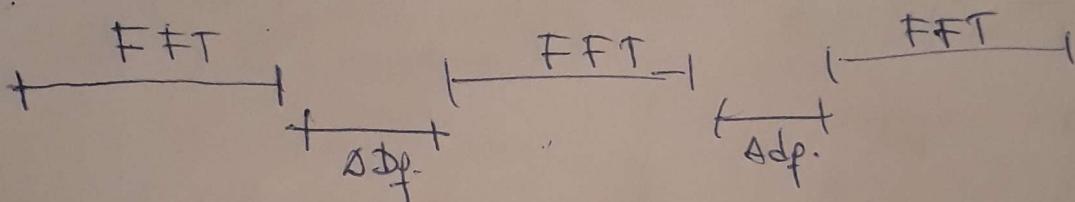
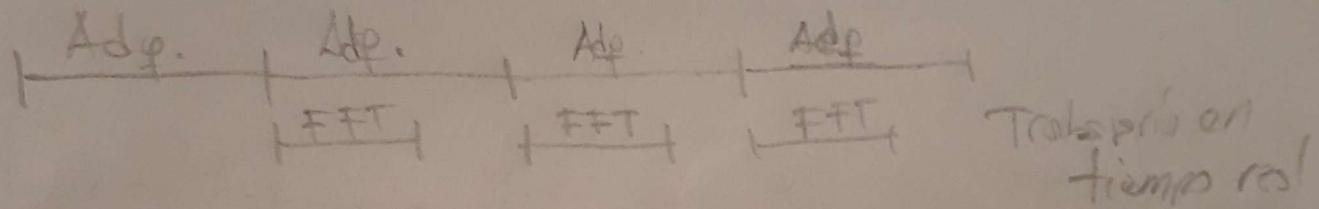
$$V_{pp} = 2 \cdot V_p$$

Método Bolométrico





Se usan más recursos para registrar
o para procesar



No se trabaja en
tiempo real
una misma serie

$$t_r = t_p$$

Se pierde tiempo, por eso
no es en tiempo real.

- Indique las características que se cumplen en los métodos de síntesis Indirecta:
- El conmutador adopta una pendiente lineal o un camino lineal
 - El PLL Fraccional utiliza un divisor donde el valor N es fraccionario
 - El PLL Fraccional es mucho más rápido para responder a cambios de frecuencias que el PLL de división entera.
 - El PLL Fraccional requiere múltiples etapas de la señal de salida para calcular el divisor fraccional.
 - Ambos métodos generan una señal cuadrada a su salida.
 - El integrador del PLL fraccional se libra a cero al inicio de cada periodo base.

¿Cuáles de las siguientes características son propias del PLL con divisor entero?

- El circuito de captura actúa sobre la frecuencia de corte del filtro posee bajas.
- En estado estable, la tensión de entrada al VCO es nula
- A mayor N e igual f_i ; el ancho de banda disminuye
- El conmutador adopta la señal del filtro para proveer los valores necesarios para el VCO.

Sintetizadores de Frecuencia

(SintFi)

5.- En síntesis digital directa donde n = ancho de dirección y m = ancho de datos, ¿cómo se definen los siguientes parámetros?

- La resolución de fase es $360^\circ / 2^n$
 - La resolución de amplitud es $V_{ref} / 2^m$
 - La resolución de amplitud es V_{ref}/m
 - La frecuencia de salida máxima posible es dada por $f_0 \times 2^n$
- 6.- Indique cuáles de estos características son válidas para la síntesis sonida directa:
- Se puede obtener suficiente resolución de frecuencia utilizando sólo multiplicación.
 - Se requieren filtros pasabanda en todos los etapas de la cadena.
 - En la práctica, la resolución se mejora aplicando un oscilador de referencia de menor frecuencia, manteniendo una sola etapa de multiplicación.
 - Utilizan multiplicadores balancados en todos los etapas.
 - En la práctica, para obtener buena resolución se utilizan etapas de mezcla y osciladores de referencias de diferentes frecuencias.

SINT.F3

- En un acumulador fraccional se desea obtener una frecuencia de salida $f_o = 6,568 \text{ MHz}$ a partir de una frecuencia base de entrada f_i . Indique que valores de diseño serían factibles para este objetivo.

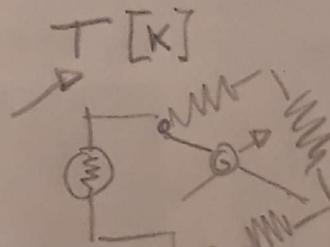
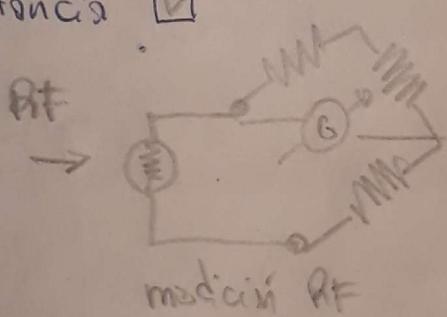
- periodo base = 10000 ciclos, $N=7$, 5680 ciclos en N , 4320 ciclos en $N-1$
- " " = 10000 ciclos, $N=7$, 4320 ciclos en N , 5680 ciclos en $N-1$
- " " = 10000 ciclos, $N=6$, 5680 " en N , 4320 ciclos en $N-1$
- " " = 1000 ciclos, $N=7$, 568 ciclos en N , 432 ciclos en $N-1$
- " " = 1000 , $N=568$, $N-1=432$

Preuntas de Examen

POT RF Y NO

KFI

- 1- Indique cuáles de las siguientes afirmaciones respecto a los sensores de potencia RF son ciertas:
- Se puede combinar cualquier instrumento de medida con cualquier tipo de elemento sensor.
 - El montaje de termistores estudiados en la materia (por ejemplo el 8478) suelen contener más de un termistor uno RF y el otro variacional de temperatura
 - Los sensores a termocuplas entran en tensiones muy diferentes comparados con los demás sensores
 - Los sensores a diodo trabajan en la zona lineal del diodo. No ~~aproximando características cuadráticas del mismo~~
 - Los termistores requieren puentes para realizar la medición de potencia.



compensación de temperatura

- 2- ¿Qué efectos representan los coeficientes de un sensor de potencia en RF?

- K_b representa la desadaptación de entrada

$$P_i = P_r + P_t \quad \text{siendo} \quad P = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$\text{Se cumple } P^2 = \frac{P_r}{P_i} \therefore P_r = P^2 \cdot P_i$$

$$\text{ahora } P_t = P_i - P_r = P_i - P^2 \cdot P_i = (1 - P^2) \cdot P_i$$

$$P_t = (1 - P^2) P_i$$

$$\text{Definiendo } P_{\text{medido}} = \eta \cdot P_t$$

$$P_{\text{medido}} = \eta \cdot (1 - P^2) P_i$$

Acuerdo

$$\frac{P_{\text{medido}}}{P_i} = n \cdot (1 - p^2)$$

 $n = n_e$

rendimiento efectivo

$$\downarrow K_b = n \cdot (1 - p^2) \quad | \text{ No admisional}$$

p representa la desaparición de entrada

$$p = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$p=0 \text{ cuando } Z_L = Z_0$$

n representa la variación con la temperatura Sin desaparición -ADAPTADO-

n representa la potencia que no se disipa en el sensor.

5. Supongamos una medición de potencia de RF donde el factor directivo tiene factor de acoplamiento de -40 dB y directividad de -50 dB . Todos los portos están adaptados y la potencia incidente P_i es de 1000 mW . ¿Qué potencia estará presente en el puerto de salida reflejado?

(Puerto B)

$$\text{Factor de Acoplamiento} = 10 \log \frac{P_I'}{P_I} = 10 \log \frac{P_R'}{P_R}$$

$$\text{Factor de Reflejo} = 10 \log \frac{P_R'}{P_I} \quad (\text{PRIMOS})$$

$$D = -50 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_R'}{P_I} \quad -\frac{50 \text{ dB}}{10} = \log \frac{P_R'}{P_I}$$

$$10^{-\frac{50}{10}} = \frac{P_R'}{P_I}$$

$$P_R' = 10^{-\frac{50}{10}} \cdot P_I$$

$$P_R' = 10^{-5}, 1000 \text{ mW} = 0,01 \text{ W}$$

NOTAR EL ERROR
QUE SE COMETE AL
NO CONSIDERAR QUE
 D_I' ES UNO UNO

$$P_R' = 10 \text{ mW} -$$

NO SE?

Si es

$$\text{Factor de Acoplamiento} = 10 \log \frac{P_I}{P_I}$$

$$-40 \text{ dB} \quad -40 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_I'}{P_I}$$

$$10^{-\frac{40}{10}} = \frac{P_I'}{P_I} \quad \therefore P_I' = P_I \cdot 10^{-\frac{40}{10}}$$

$$P_I' = 1000 \text{ mW} \cdot 10^{-\frac{40}{10}} = 1000 \text{ mW}$$

$$P_I' = 100 \text{ mW}$$

$$P_I' = 100 \text{ mW} = 0,1 \text{ W}$$

Ahora Factor de Rechazo = $10 \log \frac{P_R'}{P_I'}$
 "Directividad"

$$-50 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_R'}{P_I'}$$

$$-\frac{50}{10} = \log \frac{P_R'}{P_I'}$$

$$10^{-\frac{50}{10}} = \frac{P_R'}{P_I'}$$

$$P_R' = P_I' \cdot 10^{-\frac{50}{10}} = 0,1 \text{ W} \cdot 10^{-\frac{50}{10}} = 1 \text{ nW} \\ = 1 \times 10^{-9} \text{ W}$$

$$\underline{\underline{P_R' = 1 \text{ nW}}}$$

Proporción de Potencia presente en punto B

Así tiene sentido.

Resuelto correctamente.

Ahora Factor HOLLOW PR

$$\text{Factor de Acoplamiento} = 10 \log \frac{P_R'}{P_R}$$

$$-40 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_R'}{P_R}$$

$$-\frac{40}{10} = \log \frac{P_R'}{P_R}$$

$$10^{-\frac{40}{10}} = \frac{P_R'}{P_R} \quad \therefore P_R = \frac{P_R'}{10^{-\frac{40}{10}}}$$

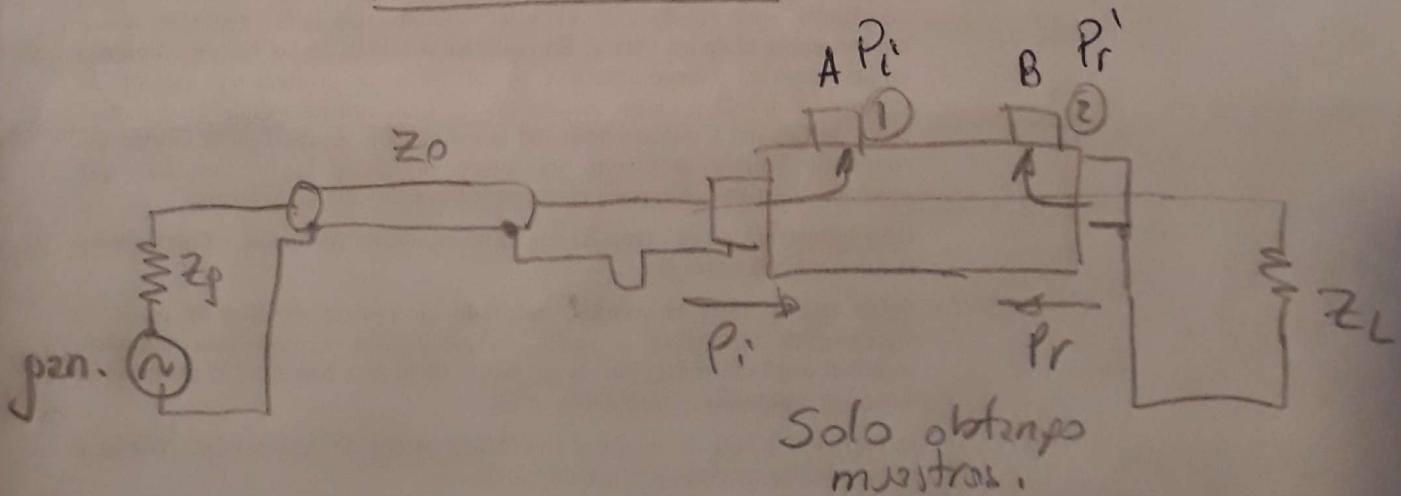
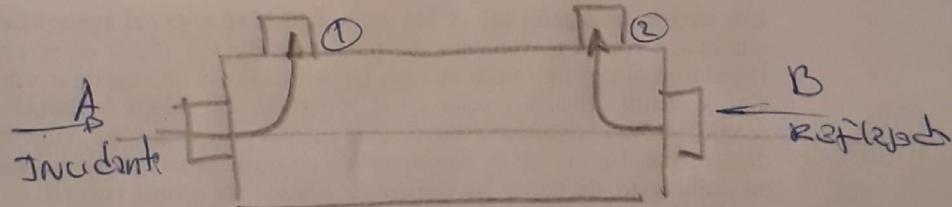
$$P_R = \frac{1 \text{ nW}}{10^{-4}} = 0,01 \text{ W}$$

$$\underline{\underline{P_R = 10 \text{ mW}}}$$

¿Cuáles de los siguientes puntos corresponden a las RF3 del instrumento Agilent 432A, visto en la materia para medida con antenas?

- Existe compensación automática ante variaciones de temperatura ambiente
- De los dos sensores utilizados, uno de los sensores es sensible sólo a la temperatura ambiente. Mientras el otro lo es a la temperatura ambiente como las potencias de RF medida ? Es porque ambos son sensibles a la temperatura.
- Ambos sensores reciben la potencia de RF medida.
- Cuando no impone potencia de RF, las tensiones en los dos puntos son iguales. Esto es en el caso ideal, cuando están todos bien
- La potencia medida se obtiene mediante el tablero digital en memoria.
- El instrumento discrimina pot. incidente y potencia reflejada.

10. Explique las especificaciones de un acoplador direccional, exprese su circuito, y realice un dibujo simple, indicando dónde afecta al perímetro.



¿Cuál se parece más uno?

Factor de acoplamiento entre -30 dB a -70 dB

$$\text{Factor de scopl} = 10 \log \frac{P_I'}{P_I} = 10 \log \frac{P_R'}{P_{RF}}$$

$= P_I' [dBm] - P_I [dBm]$

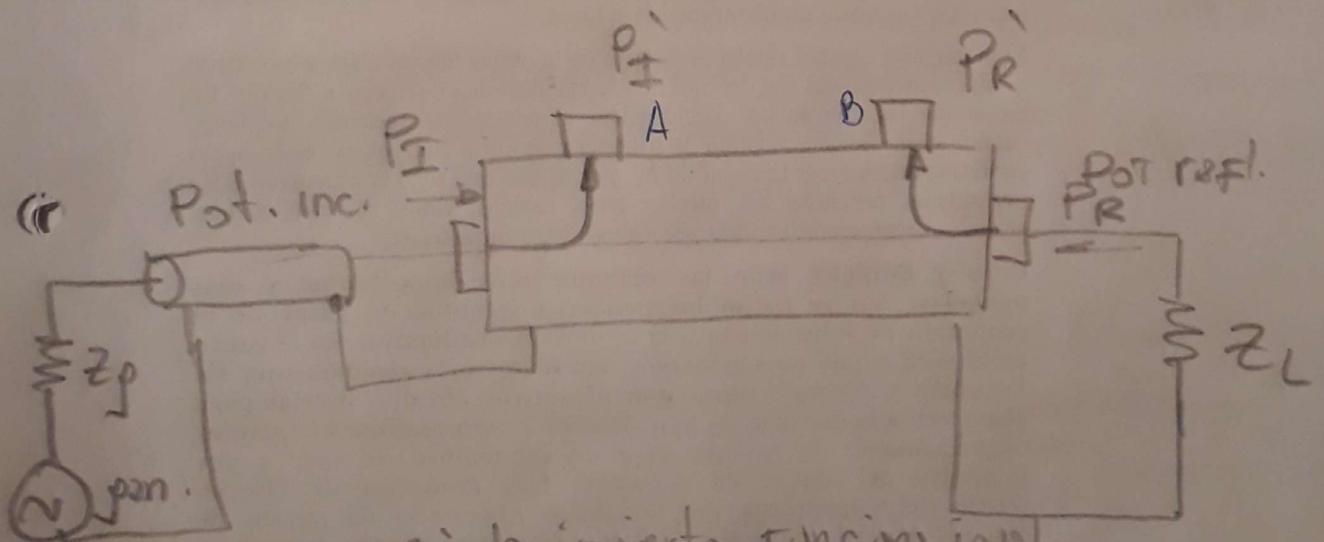
depende del acoplador, de la potencia.

Factor de Rechazo = Directividad = $10 \log \frac{P_R'}{P_I'}$

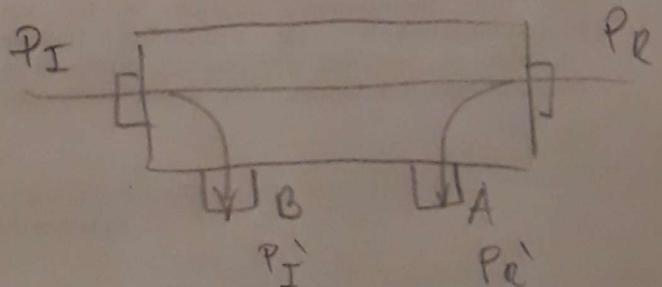
del orden de -50 dB

7.- ¿Qué funciones cumple el acoplador direccional en una medición de potencia de RF?

- Sonda potencia de RF
- Toma una muestra atenuada de la potencia a medir
- Adapta impedancias del transmisor y antena.
- Es sensible a un sentido de propagación de la onda.



* Si lo invierto funciona igual



Los pulsos modulados por pulso, se mide una RFS media de +30dBm y una potencia de pulso +50dBm. Calcule su ciclo de trabajo D.

$$dBm = 10 \log \frac{Ps}{1mW}$$

• para +30dBm

$$30dBm = 10 \log \frac{Pm}{1mW}$$

$$\frac{30}{10} = \log \frac{Pm}{1mW}$$

$$10^{\frac{30}{10}} = \frac{Pm}{1mW}$$

$$Pm = 1mW \cdot 10^{\frac{30}{10}} = 1mW \cdot 10^3 = 1W \rightarrow P_{AVG}$$

$$Pm = 1W = P_{AVG}$$

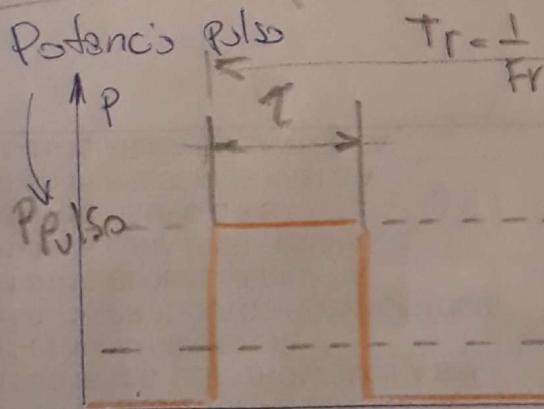
Potencias med's
Averaje

• para +50dBm

$$\frac{50}{10} = \log \frac{Pe}{1mW}$$

$$P_{Pulse} = 10^{\frac{50}{10}} \cdot 1mW = 1mW \cdot 10^5 = 100W \rightarrow P_{Pulse}$$

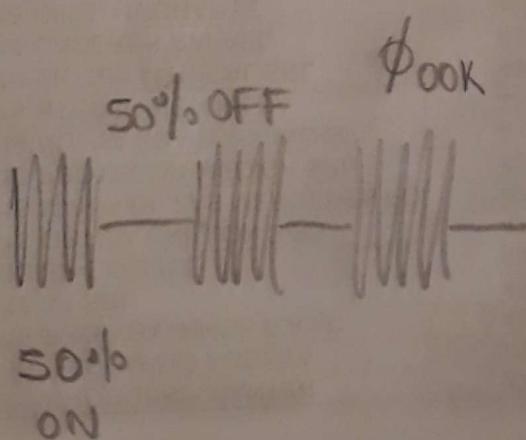
$$P_{Pulse} = 100W$$



$$\text{duty cycle} = T_r \cdot f_r$$

$$D = T_r \cdot \frac{1}{T_r}$$

Potencias Promedios (AVG)



$$P_{Pulse} = \frac{P_{AVG} \cdot T_r}{\tau} = \frac{P_{AVG}}{D}$$

$$P_{Pulse} = \frac{P_{AVG}}{D} = \frac{P_m}{D}$$

$$D = \frac{P_{AVG}}{P_{Pulse}} = \frac{1}{100} = 0,01$$

Indique qué afirmaciones se cumplen en la medida de potencias en RF.

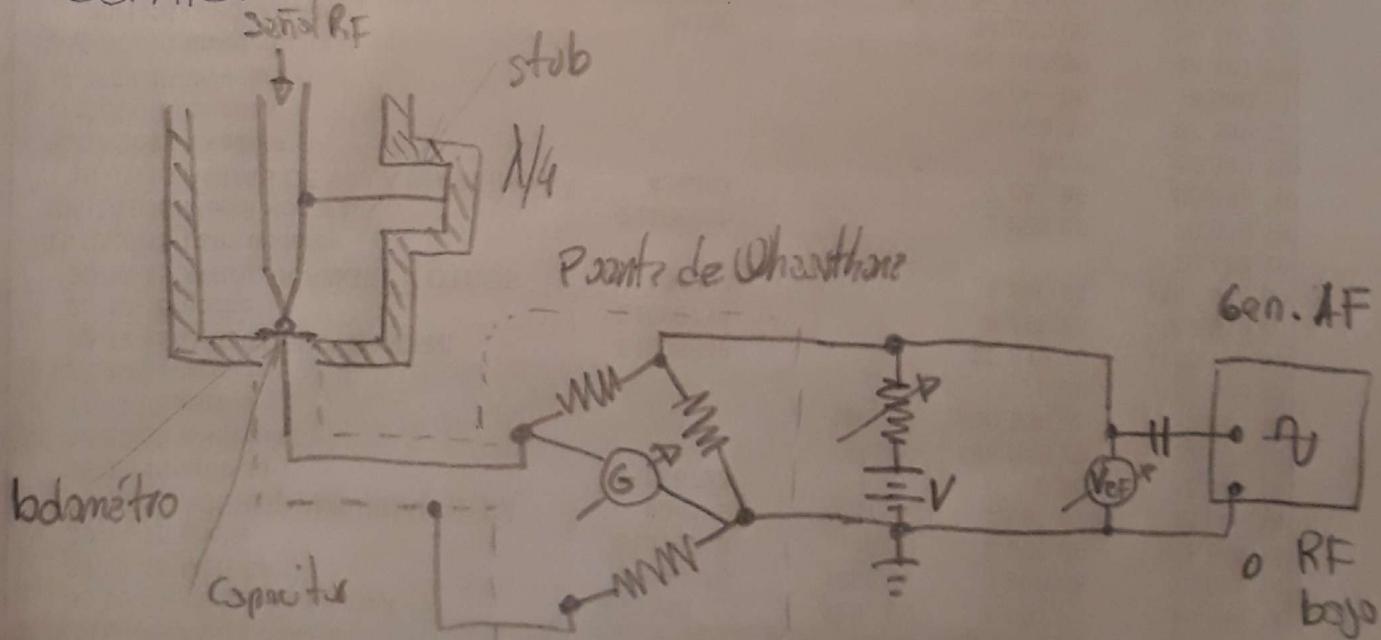
- La potencia que se mide es potencia eficaz promedio definida para ondas sinusoidales continuas (cw).
- Se utilizan diferentes sensores según se mida la potencia continua, de pulso, o de pico envelope.
- La pot. eficaz medida es independiente de la componente reactiva de la carga utilizada (por ejemplo una antena).

$$P_p = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}}{2} I_{rms} \cdot E_{rms} = \frac{(\sqrt{2})^2}{2} I_{rms} \cdot E_{rms} \cdot \cos \varphi$$

Potencia Promedio = P_p

3

En el método bobinométrico se incluye un capacitor de paso y un stub de $\lambda/4$ d' que funciones tienen estos componentes



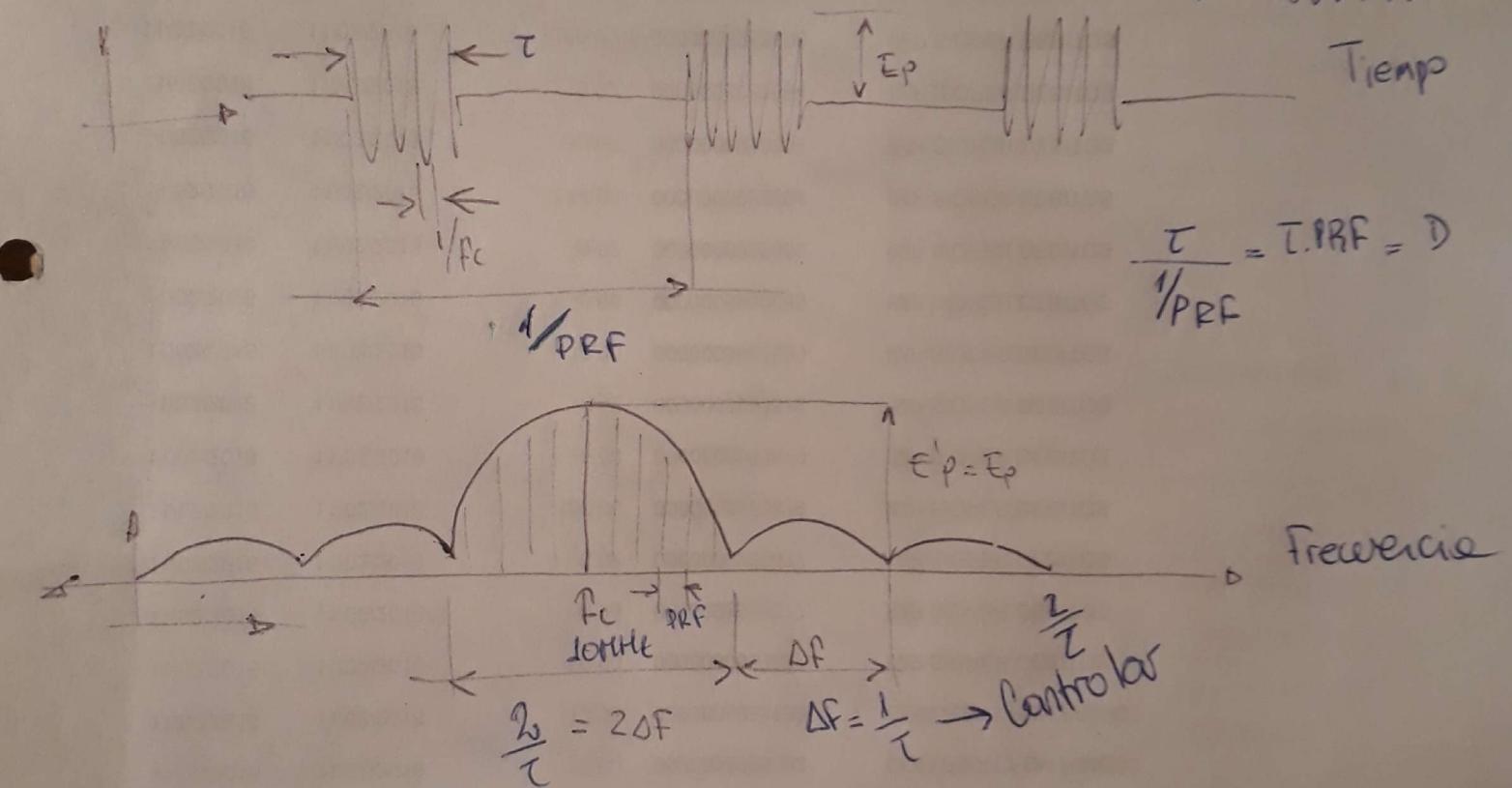
- El stub cierra el circuito de continua.
- El capacitor cierra el circuito de alterna RF.

(RF7)

stab bloques la corriente continua.

estos elementos compensan el sistema ante variaciones de temperatura.

Son una medición de una señal modulada por pulsos (PRF).
 En la portadora se encuentra en $f_c = 10 \text{ MHz}$, la frecuencia de repetición de pulsos es $\text{PRF} = 1 \text{ kHz}$, y el ciclo de trabajo de la señal es de $T = 0,1 \text{ ms}$. Dibuja la forma general de esta señal en el dominio de la frecuencia, indicando dónde se encuentran los valores de f_c , PRF y las ceras de la onda blanca según los pasos anteriores.



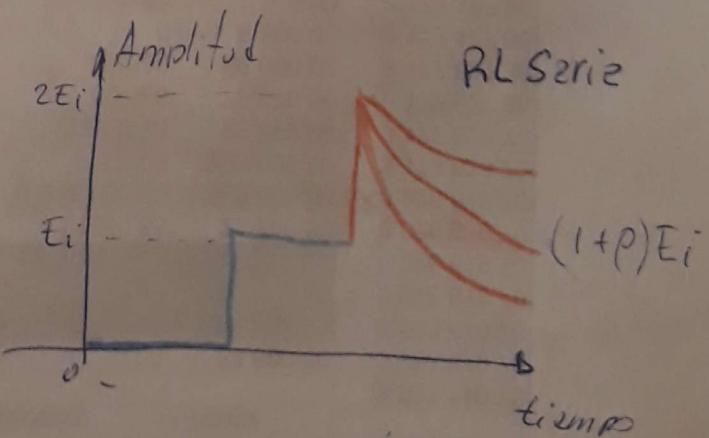
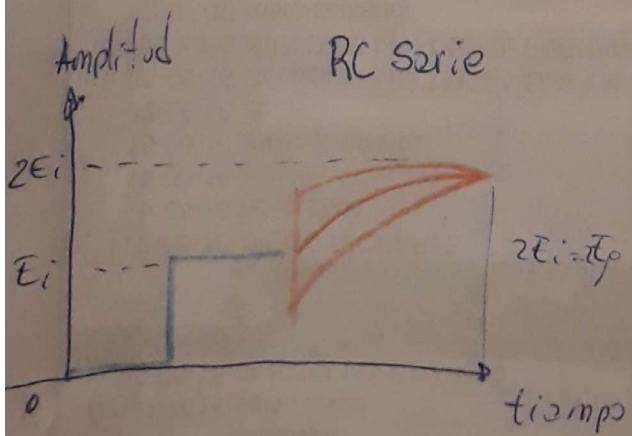
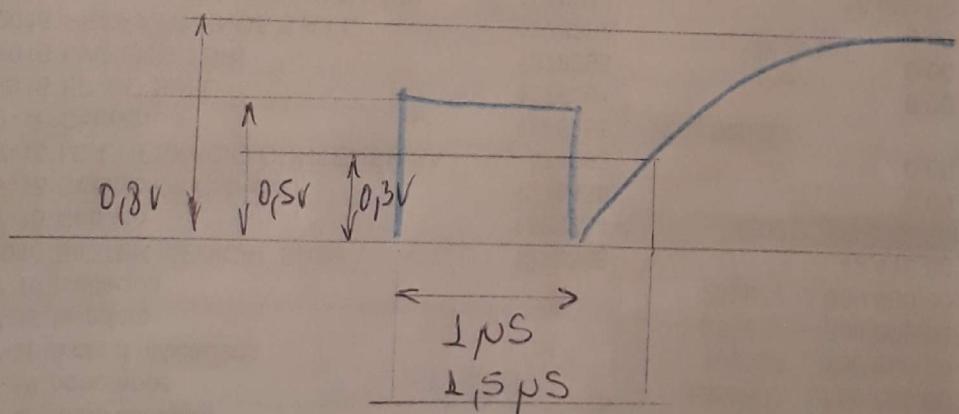
EX1
 Q[TDE] observe la medición mediante TDR de la figura.
 Supongamos que la impedancia de salida del generador = $Z_0 = Z_L$, y
 la linea ademas no presenta atenuación ($\alpha=0$). En base a esto,
 indique cuales de las siguientes afirmaciones son verdaderas.
 Justifique brevemente sus respuestas.

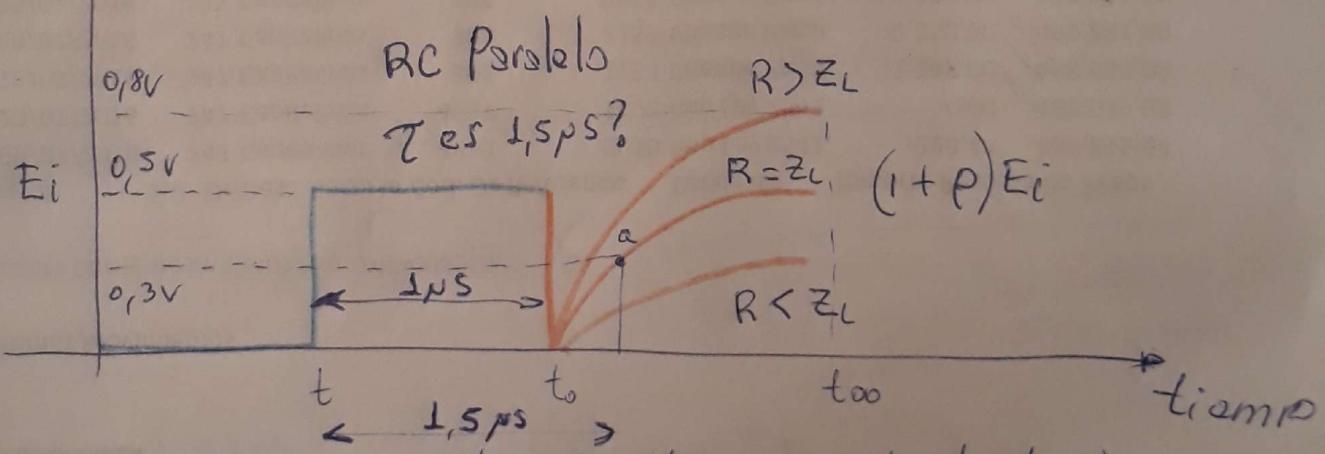
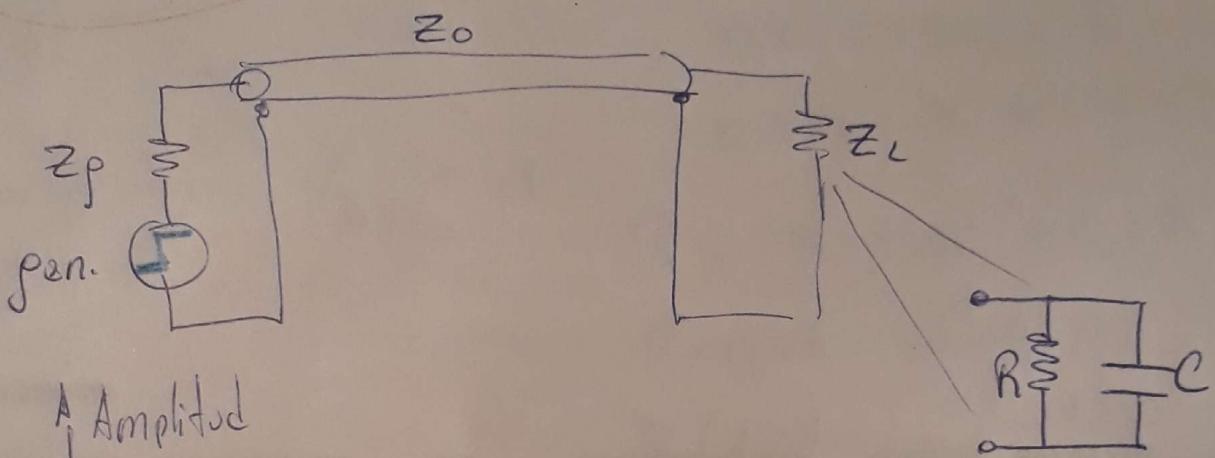
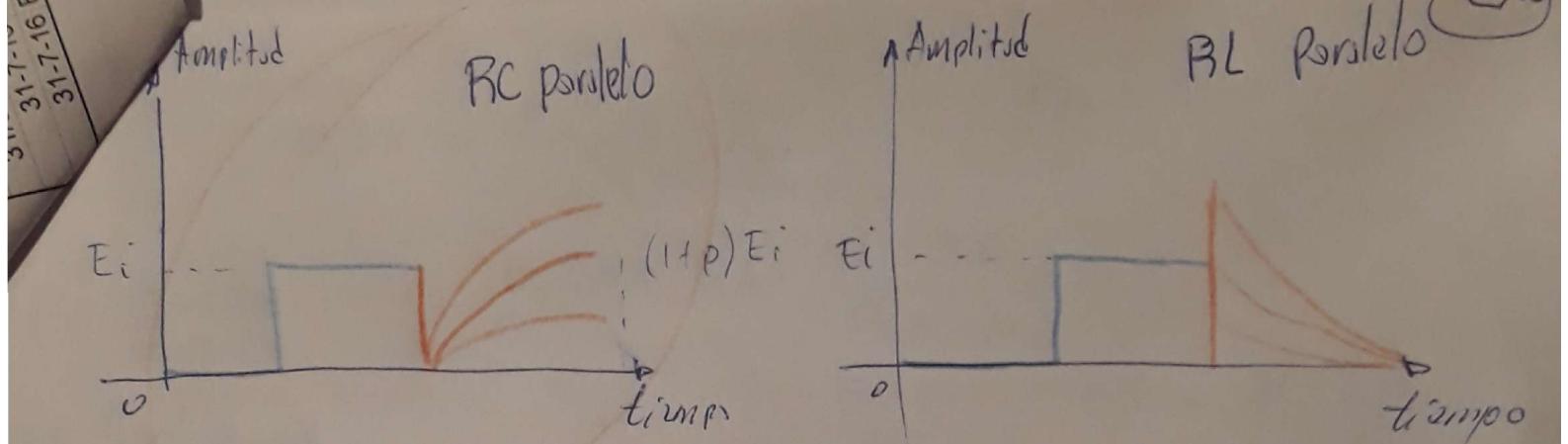
EX1

- La carga es un circuito RC paralelo
 - La carga es un circuito RC serie
 - La constante de tiempo τ se encuentra en el rango $\tau \leq 0,5\mu s$

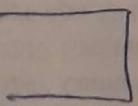
En " " " " " " " " " " " " " " > 0,5μs

 - El valor de R_L es 5Ω.
 - El " " " " R_L es 75Ω





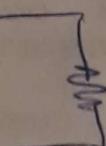
- Para t_0 , C es un corto circuito, por lo tanto $X_C \rightarrow 0$,



$$p = \frac{E_f}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = -1 \quad E_f = -E_i$$

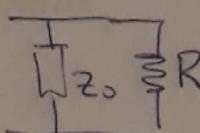
- para t_∞ , C es un circuito abierto, $X_C \rightarrow \infty$, nos

$$\text{que } Z_L = R$$



$$\gamma = R \cdot C \rightarrow T = R \cdot C$$

$$R_{ref} =$$



$$R_{ref} = \frac{Z_0 \cdot R}{Z_0 + R}$$

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

(Ex3)

x prófico

$$0,3V = E_i \cdot \left(\frac{R - Z_0}{R + Z_0} \right) \quad Z_0 = 50\Omega$$

$$P = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$0,3V = 0,5V \frac{R - 50}{R + 50}$$

$$\text{en } t \rightarrow \infty \quad Z_L = R$$

$$P = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} = \frac{E_r}{E_i}$$

$$\frac{0,3}{0,5} = \frac{R - 50}{R + 50}$$

$$0,6 = \frac{R - 50}{R + 50}$$

$$0,6(R + 50) = R - 50$$

$$0,6R + 30 = R - 50$$

$$R = 30 + 50 + 0,6R$$

$$R - 0,6R = 30 + 50$$

$$R(1 - 0,6) = 30 + 50$$

$$R = \frac{30 + 50}{1 - 0,6} = \frac{80}{0,4} = 200\Omega$$

$$\boxed{R = 200 \Omega}$$

Suponiendo $\tau = 1,5 \text{ ns}$

$$\tau = \frac{Z_0 \cdot R}{Z_0 + R} \cdot C \Rightarrow C = \frac{\tau}{\frac{Z_0 \cdot R}{Z_0 + R}} = \frac{1,5 \text{ ns}}{\frac{50\Omega \cdot 200\Omega}{50\Omega + 200\Omega}}$$

$$C = \frac{1,5 \text{ ns}}{40\Omega} = 0,0375 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$= 37,5 \text{ pF}$$

$$R_{\text{ref}} = 40\Omega$$

$$\boxed{C = 37,5 \text{ pF}}$$

EX4

$$V = V_0 (1 - e^{-t/\tau})$$

$$0,3V = 0,8V (1 - e^{-t/\tau})$$

$$\frac{0,3}{0,8} = 1 - e^{-t/\tau}$$

$$\frac{0,3}{0,8} - 1 = -e^{-t/\tau}$$

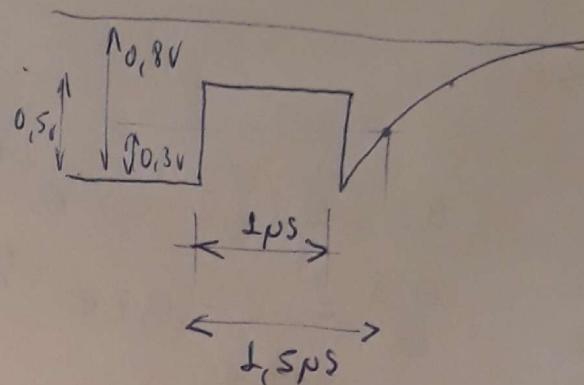
$$-0,625 = -e^{-t/\tau}$$

$$\ln(-0,625) = \ln e^{-t/\tau}$$

$$\ln 0,625 = -\frac{t}{\tau} \cdot \ln e$$

$$-0,470 = -\frac{t}{\tau}$$

$$V = 0,3V \quad V_0 = 0,8V$$



$$\begin{aligned} t &= 1,5 \mu s - 1 \mu s \\ &= 0,5 \mu s \end{aligned}$$

$$\tau = \frac{t}{0,470} = \frac{0,5 \mu s}{0,470} = 1,06 \mu s$$

□ La constante de tiempo τ se encuentra en el rango de $\tau \leq 0,5 \mu s$.

● La constante de tiempo τ se encuentra en el rango $\tau > 0,5 \mu s$

Ahora $C = \frac{\tau}{40\Omega} = \frac{1,06 \mu s}{40\Omega} = 26,5 \times 10^{-9} F$
 $= 26,5 pF$

$$C = 26,5 pF$$

Fecha	Concepto	Nro	deposito	Cheque	01-ago saldo
13-jul	cuota 2000		0,00	0,00	888.644,30
15-jul	honorarios		0,00	0,00	888.644,30
15-jul	jerarquicos		0,00	0,00	888.644,30
22-jul	galeno		0,00	0,00	888.644,30
22-jul	salta		0,00	0,00	888.644,30
22-jul	cob salud		0,00	0,00	888.644,30
22-jul	coop horizonte		0,00	0,00	888.644,30
22-jul	svdr		0,00	0,00	888.644,30
22-jul	svdr		0,00	0,00	888.644,30
25-jul	appi		0,00	0,00	888.644,30
25-jul	osdop		0,00	0,00	888.644,30
25-jul	dimsa		16.266,00		888.644,30
27-jul	ospt		2.174,00		904.910,30
29-jul	premedical	8845047	40.000,00	0,00	907.084,30
30-jul	api		13.408,73		960.493,03
31-jul	sanarte		18.220,51		978.713,54
31-jul	cobranza julio		270.000,00	13.301,00	1.235.412,54
31-jul			0,00	0,00	1.235.412,54
04-agosto	gemeper	$\frac{2}{7} - \frac{2}{7} = \frac{t'0}{hT} - u1$	40.000,00		1.275.412,54
04-agosto	gemeper		40.000,00		1.315.412,54
05-agosto	TRANSF NACION		1.000.000,00		2.315.412,54
05-agosto	sueldos		0,00	2.438.000,00	-122.587,46
04-agosto	gemeper		48.323,66		-74.263,80
06-agosto	dev joaquin		0,00	0,00	-74.263,80
12-agosto	fideicomiso		4.834,04		-69.429,76
12-agosto	Traumato	85605216	90.000,00	0,00	20.570,24
18-agosto	gemeper		48.323,66		68.893,90
20-agosto	fideicomiso		4.834,04		73.727,94
20-agosto	gemeper		48.323,66		122.051,60
25-agosto	osdop		59.751,44		181.803,04
25-agosto	gemeper		48.323,66		230.126,70
26-agosto	gemeper		48.323,66		278.450,36
27-agosto	fideicomiso		4.834,04		283.284,40
27-agosto	gemeper		48.323,66		331.608,06
28-agosto	gemeper		48.323,66		379.931,72
31-agosto	gemeper		48.323,66		428.255,38
31-agosto	sanarte		12.657,94		440.913,32
31-agosto	premedical	8845155	40.000,00	40.000,00	440.913,32
31-agosto	dev joaquin		0,00	818.750,00	-377.836,68
16-sept	Traumato	85605217	91.360,91	0,00	-286.475,77
31-oct	premedical		40.000,00		-246.475,77
					-246.475,77

$$\begin{aligned}
 & \left[\frac{2}{7} - \frac{2}{7} = \frac{t'0}{hT} - u1 \right] = \frac{E}{O} \\
 & \left[\frac{2}{7} - \frac{2}{7} = \frac{t'0}{hT} - u1 \right] : E = \frac{0}{3}
 \end{aligned}$$

↓ ↓
 $2E - 0,3E = 0,25E$

