ADQUISICION Y MANIPULACION DE DATOS

CURSO SEMESTRAL

UACM ISEI
ING. JOSÉ ALFREDO MARTÍNEZ PÉREZ

ADQUISICIÓN Y MANIPULACIÓN DE DATOS

OBJETIVOS:

- CONOCER LOS ELEMENTOS BÁSICOS QUE COMPONEN UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS.
- CONOCER LOS CIRCUITOS ASOCIADOS A ESTOS SISTEMAS Y SU FUNCIONAMIENTO.
- CONOCER LAS TÉCNICAS BÁSICAS PARA ALMACENAR Y PROCESAR LA INFORMACIÓN.
- APLICAR LOS CONOCIMIENTOS ADQUIRIDOS EN ALGUNOS CASOS DE ESTUDIO.

TEMARIO:

1.- CONCEPTOS GENERALES

- CONCEPTOS BÁSICOS DE ADQUISICIÓN DE DATOS
- CIRCUITOS ASOCIADOS A LA ADQUISICIÓN DE DATOS
- CONCEPTOS BÁSICOS DE MANEJO DE DATOS
- MANEJO, ALMACENAMIENTO Y PROCESAMIENTO
- ESTÁNDARES INDUSTRIALES.

2.- ADQUISICIÓN DE DATOS

- AMPLIFICACIÓN
- FILTRADO
- ACONDICIONAMIENTO
- MUESTREADOR - RETÉN,
- CONVERSIÓN ANALÓGICA/DIGITAL/ANALÓGICA

3.- MANEJO DE DATOS

- ALMACENAMIENTO DE DATOS ESCALARES Y VECTORIALES
- ESQUEMAS DE COMPRESIÓN DE DATOS
- PROCESAMIENTO DE DATOS
- DESPLEGADO DE DATOS,
- TRANSMISIÓN/RECEPCIÓN DE DATOS.

4.- CASOS DE ESTUDIO

REFERENCIAS :

- L.D. PAARMAN, "DESIGN AND ANÁLISIS OF ANALOG FILTERS : A SIGNAL PROCESSING PERSPECTIVE" KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 2003
- R. PALLAS - ARENY Y J.G. WEBSTER, "SENSOR AND SIGNAL CONDITIONING", JOHN WILEY, 2001
- N. P. ALBAUGH, "THE INSTRUMENTATIÓN AMPLIFIER HANBOOK : INCLUDING APLICATIONS" 2000.
- N. V. KIRIANAKI, S. Y. YURISH, ET. AL, "DATA ADQUISITION AND SIGNAL PROCESSING FOR SMART SENSORS", JOHN WILEY, 2002.

FORMA DE CALIFICAR

· PARCIALES (2 ó 3)	45 %
· LABORATORIO $\boxed{B402}$	20 %
· PRÁCTICAS Y PROYECTO	25 %
· TAREAS	10 %
	100 %

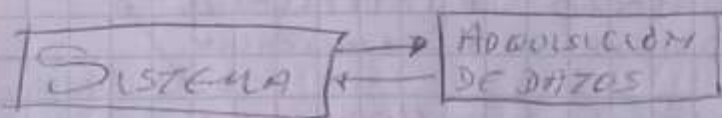
gmontemayorg@gmail.com

ADQUISICIÓN

- FRENTE ANALÓGICO

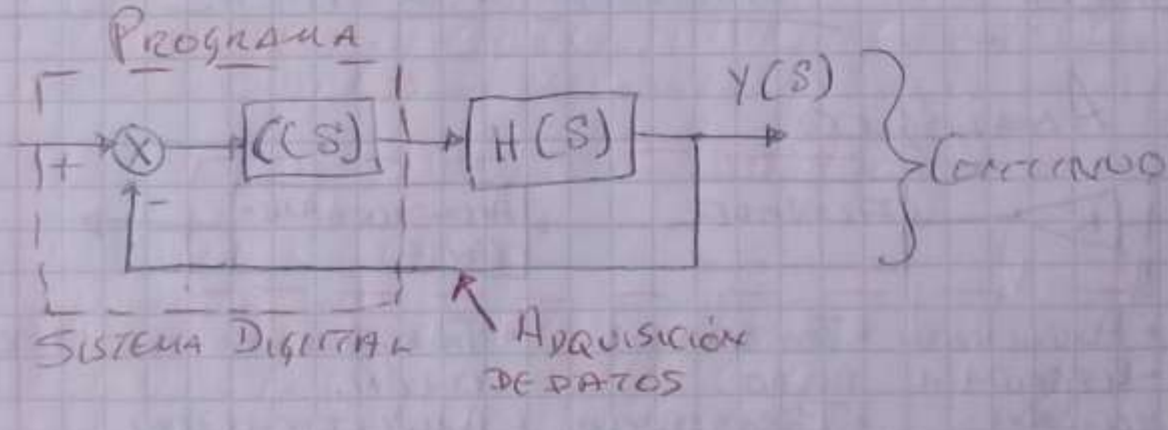
(TODO EL PROCESO NECESARIO PARA ADQUIRIR/CAPTURAR/"MEDIR" UNA SEÑAL).

- CONVERSIÓN ANALÓGICA/DIGITAL
- " DIGITAL/ANALÓGICA
- MANIPULACIÓN DE DATOS



OBJETIVOS DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS:

- ANÁLISIS DINÁMICO DEL SISTEMA
- ANÁLISIS DE DESEMPEÑO Y PUNTOS DE OPERACIÓN
- CONTROL EN TIEMPO REAL.



Sistema de Adquisición de Datos.

CANAL DE COMUNICACIÓN

• ANÁLISIS
• DESPLEGADO
• ALMACENADO

• Salida analógica
  - Voltaje
  - Corriente
  - Variación de un parámetro eléctrico
  ΔR, ΔC, ΔL

Se requiere de acondicionamiento para obtener una señal de voltaje, ó corriente

- Frecuencia

- Acondicionar la señal del sensor para que la conversión A/D sea lo mejor posible

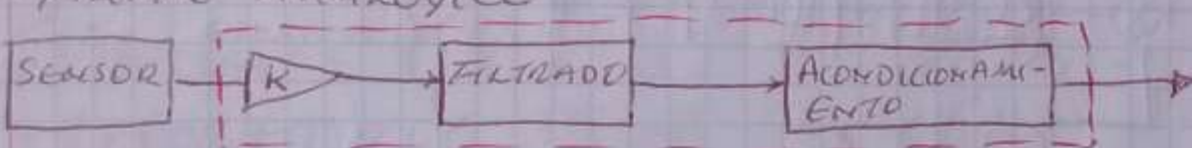
- Incrementar la relación señal a ruido (SNR)

• Conversión unidades
• Añadir datos
• Codificación
• Serialización

- Medio físico de transmisión de los datos

• Computadora (CPU)
• Sistema Digital

• Frente Analógico



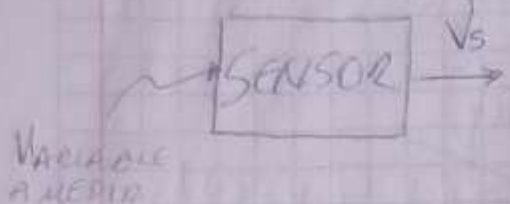
• Siempre se va a considerar que la respuesta en frecuencia del sensor implica frecuencias bajas a medias (D.C. - 10 KHz)

• Amplificación
  - Referida a tierra
  - Diferencial

• Tratamiento de ruido
• Para reducir la frecuencia máxima de la señal
  [paso bajas]
  [paso bandas]

• Tratamiento del modo común.
• Amplificación
• Recorte / rectificación.

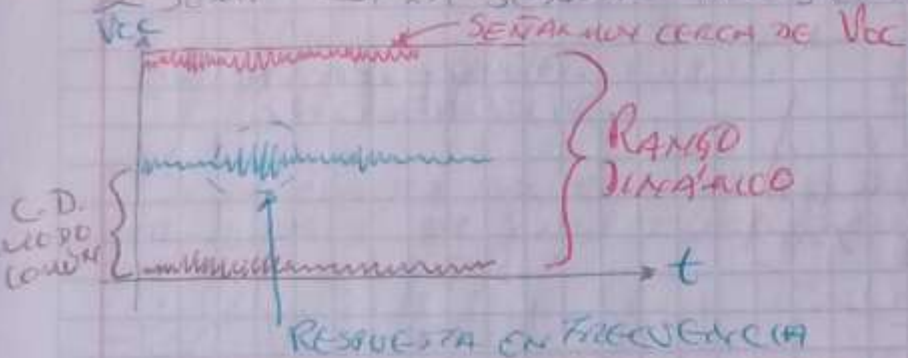
Amplificación.



Las características del sensor influyen en la etapa de amplificación:

- Amplitud de V_s
- Respuesta en frecuencia de V_s
- Niveles de CD (Modo Común)

Ejem. Si la señal del sensor es:

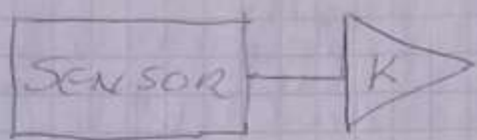


Donde: V_{cc} (Voltaje de alimentación)

LABORATORIO B-402 → VIERNES
C-402 → JUEVES

FRENTE ANALÓGICO

* AMPLIFICACIÓN



EL SENSOR SE MODELA COMO:

SENSOR CON SALIDA DIFERENCIAL

V_{sc} = VOLTAJE DE MODO COMÚN DEL SENSOR
V_{sd} = VOLTAJE DIFERENCIAL DEL SENSOR
R_o = RESISTENCIA DE SALIDA DEL SENSOR
ΔR_s = DESVALANCE DE LA RESISTENCIA DE SALIDA

$$\left.\begin{aligned} V_{sd} &= V_2 - V_1 \\ V_{sc} &= \frac{V_2 + V_1}{2} \end{aligned}\right\} \quad V_2 = V_{sd} + V_1 \ ; \ 2V_{sc} - V_2 = V_1$$

$$= V_{sd} + (2V_{sc} - V_2)$$

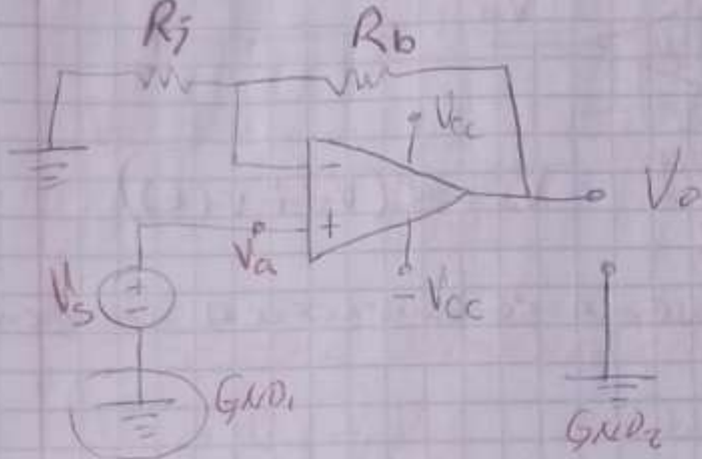
$$2V_2 = V_{sd} + 2V_{sc}$$

$$\Rightarrow V_2 = \frac{1}{2}V_{sd} + V_{sc}$$

$$\Rightarrow V_1 = -\frac{1}{2}V_{sd} + V_{sc}$$

PARA UN SENSOR IDEAL:

- OPCIÓN DE AMPLIFICACIÓN



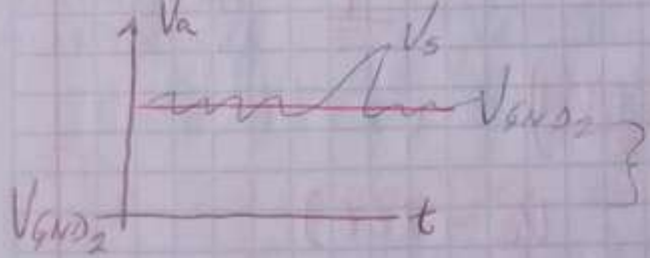
$$V_o = \left(\frac{R_b}{R_j} + 1\right) V_s$$

SI LA TIERRA DEL SENSOR ES DIFERENTE QUE LAS TIERRAS DE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN DEL AMP. OP.:

- SI $V_{GND_1} \neq V_{GND_2}$

ENTONCES SE TIENE UN OFFSET

VOLTAJE DE MODO COMÚN EN LA SALIDA DEL SENSOR:



¿QUÉ PASA CON RUIDO EXTERNO?

$$V_o = K(V_s + v(t))$$

BAJO ESTE ESQUEMA SE AMPLIFICA TAMBIÉN EL RUIDO

PARA EVITAR EL RUIDO QUE SE AÑADE A LA SEÑAL ES QUE SE PREFIERE UN SENSOR DIFERENCIAL

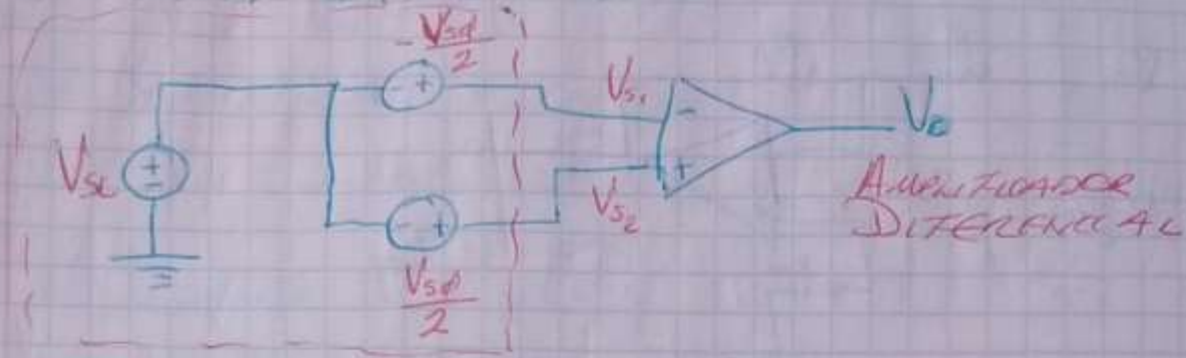
$$V_o = G_d(V_2 - V_1) + G_c\left(\frac{V_2 + V_1}{2}\right)$$

$$V_o = G_d V_d + G_c V_c \quad ; \quad V_c = v(t)$$

$$\text{Si } G_c \ll 1 \Rightarrow G_c\, v(t) \to 0$$

– AMPLIFICACIÓN:

* SEÑAL REFERIDA A TIERRA:
* SEÑAL DIFERENCIAL



SEÑAL DIFERENCIAL

$$V_{s_1} = V_{sc} - \frac{V_{sd}}{2}$$

DONDE: V_{sd} = VOLTAJE DIF DEL SENSOR
V_{sc} = " MODO COMÚN " "

$$V_{s2} = V_{sc} + \frac{V_{sd}}{2}$$

IDEALMENTE EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL SOLO AMPLIFICA LA DIFERENCIA:

$$V_o = G_d(V_{s_2} - V_{s_1}) \; ; \; V_d = V_{s_2} - V_{s_1}$$

$$= G_d V_d \; ; \; G_d = \text{GANANCIA DIFERENCIAL}$$

V_d = VOLTAJE DIFERENCIAL

V_o = VOLTAJE DE SALIDA

DE LA SEÑAL DEL SENSOR:

$$V_{s_2} - V_{s_1} = \left(\cancel{V_{sc}} + \frac{V_{sd}}{2}\right) - \left(\cancel{V_{sc}} - \frac{V_{sd}}{2}\right)$$

$$= \frac{V_{sd}}{2} + \frac{V_{sd}}{2} = V_{sd}$$

ES DECIR $V_o = G_d(V_{s2} - V_{s1}) = G_d V_{sd}$

DE FORMA QUE: V_o SÓLO DEPENDE V_{sd}, QUE ES LA SEÑAL DIFERENCIAL DEL SENSOR (LA INFORMACIÓN DEL SENSOR).

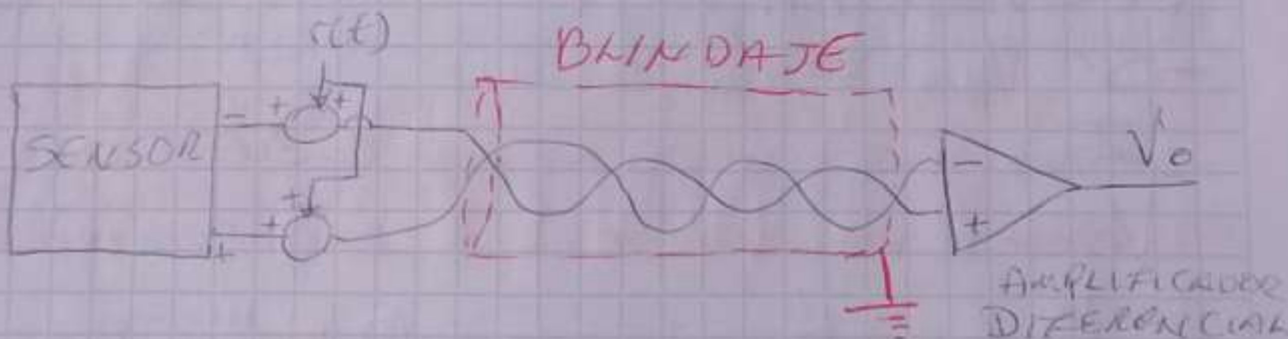
- ¿QUÉ PASA CON RUIDO EXTERNO?

RUIDO ADITIVO SOBRE LA SEÑAL DEL SENSOR

$$V_o = K(V_s + v(t))$$

BAJO ESTE ESQUEMA SE AMPLIFICA TAMBIÉN EL RUIDO

PARA EVITAR EL RUIDO QUE SE AÑADE A LA SEÑAL ES QUE SE PREFIERE UN SENSOR DIFERENCIAL



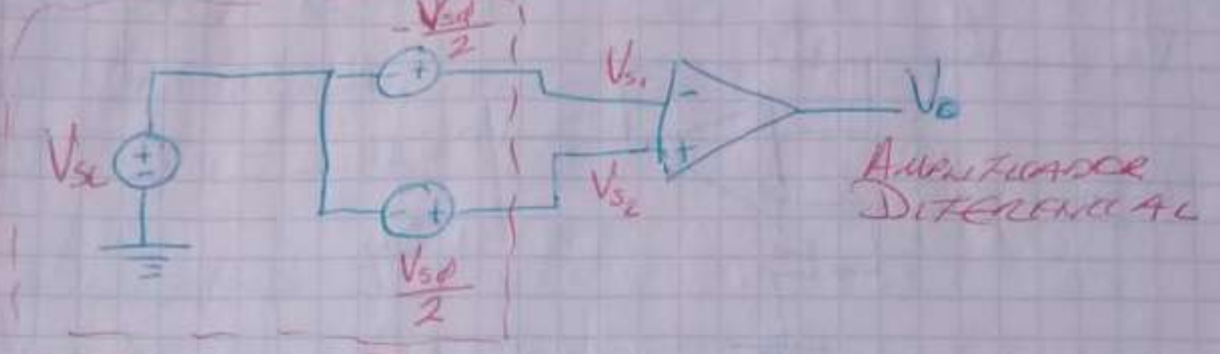
$$V_o = G_d(V_2 - V_1) + G_c\left(\frac{V_2 + V_1}{2}\right)$$

$$V_o = G_d V_d + G_c V_c \quad ; \quad V_c = r(t)$$

$$\text{Si } G_c \ll 1 \Rightarrow G_c\, r(t) \to 0$$

- AMPLIFICACIÓN:

* SEÑAL REFERIDA A TIERRA:
* SEÑAL DIFERENCIAL



SEÑAL DIFERENCIAL

$$V_{s_1} = V_{sc} - \frac{V_{sd}}{2}$$

DONDE: V_{sd} = VOLTAJE DIF DEL SENSOR
V_{sc} = " MODO COMÚN " "

$$V_{s2} = V_{sc} + \frac{V_{sd}}{2}$$

IDEALMENTE EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL SOLO AMPLIFICA LA DIFERENCIA:

$$V_O = G_d(V_{s_2} - V_{s_1}) \; ; \; V_d = V_{s_2} - V_{s_1}$$

$$= G_d V_d \; ; \; G_d = \text{GANANCIA DIFERENCIAL}$$

V_d = VOLTAJE DIFERENCIAL
V_O = VOLTAJE DE SALIDA

DE LA SEÑAL DEL SENSOR:

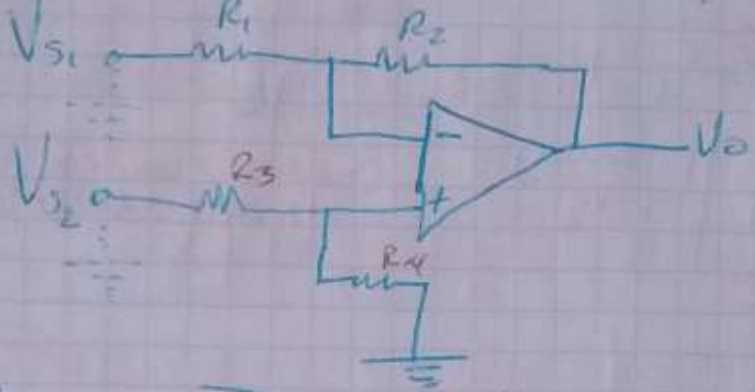
$$V_{s_2} - V_{s_1} = \left(\cancel{V_{sc}}^{0} + \frac{V_{sd}}{2}\right) - \left(\cancel{V_{sc}}^{0} - \frac{V_{sd}}{2}\right)$$

$$= \frac{V_{sd}}{2} + \frac{V_{sd}}{2} = V_{sd}$$

ES DECIR $V_O = G_d(V_{s2} - V_{s1}) = G_d V_{sd}$

DE FORMA QUE: V_O SÓLO DEPENDE V_{sd}, QUE ES LA SEÑAL DIFERENCIAL DEL SENSOR (LA INFORMACIÓN DEL SENSOR:

-CONFIGURACIN DIFERENCIAL



ANÁLISIS IDEAL.

CON SUPERPOSICIÓN

$V_{s_2} = 0$ (APAGADA)

$$V_{O1} = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) V_{s_1}$$

$V_{s_1} = 0$ (APAGADA)

$$V_{O2} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) V_{s_2}$$

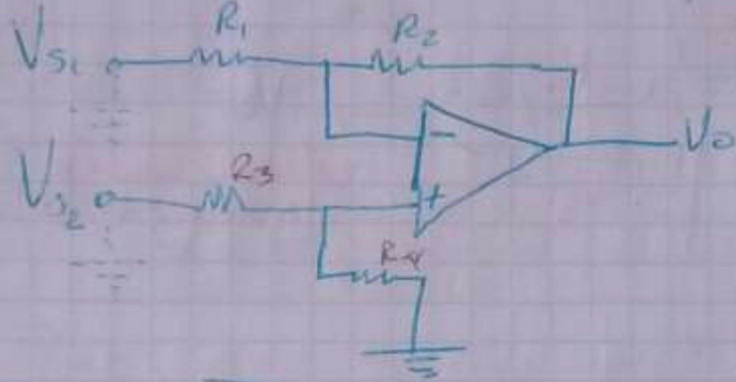
$$\therefore \quad V_O = V_{O1} + V_{O2} = -\frac{R_2}{R_1} V_{s_1} + \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) V_{s_2}$$

$$\left.\begin{array}{l} V_d \triangleq V_{s_2} - V_{s_1} \; --- \; (1) \\ V_c \triangleq \dfrac{V_{s_2} + V_{s_1}}{2} \; --- \; (2) \end{array}\right\}$$

DE (1) $\quad V_{s_2} = V_d + V_{s_1} \; --- \; (3)$

DE (2) $\quad V_{s_1} = 2V_c - V_{s_2} \; --- \; (4)$

-Configuración Diferencial



Análisis Ideal.

Con superposición

$V_{S_2} = 0$ (Apagada)

$$V_{o1} = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) V_{S_1}$$

$V_{S_1} = 0$ (Apagada)

$$V_{o2} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) V_{S_2}$$

$$\therefore \quad V_o = V_{o1} + V_{o2} = -\frac{R_2}{R_1} V_{S_1} + \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) V_{S_2}$$

$$\left.\begin{aligned} V_d &\triangleq V_{S_2} - V_{S_1} \quad --- (1) \\ V_c &\triangleq \frac{V_{S_2} + V_{S_1}}{2} \quad --- (2) \end{aligned}\right\}$$

De (1) $\quad V_{S_2} = V_d + V_{S_1} \quad --- (3)$

De (2) $\quad V_{S_1} = 2V_c - V_{S_2} \quad --- (4)$

SUST. 4 EN 3

$$V_{S2} = V_d + (2V_c - V_{S2})$$

$$\therefore \; 2V_{S2} = V_d + 2V_c \quad \ldots \; (5)$$

DE UNA FORMA PARECIDA:

$$V_{S1} = V_c - \frac{1}{2}V_d \quad \ldots \; (6)$$

UTILIZANDO (5) Y (6)

$$V_o = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right)\left(V_c - \frac{1}{2}V_d\right) + \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)\left(V_c + \frac{1}{2}V_d\right)$$

AGRUPANDO TÉRMINOS CON V_d Y V_c:

$$V_o = \frac{1}{2}\left(\frac{R_2}{R_1} + \left(\frac{R_2}{R_1}+1\right)\left(\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)\right)V_d + \left(\left(\frac{R_2}{R_1}+1\right)\left(\frac{R_4}{R_3+R_4}\right) - \frac{R_2}{R_1}\right)V_c$$

- UTILIZANDO COMO DIVISOR COMÚN A $R1(R_3+R_4)$

$$\cancel{V_o = \frac{1}{2}\left[\frac{R_2(R_3+R_4)}{R_1(R_3+R_4)}\right]}$$

$$V_o = \frac{1}{2}\left[\frac{R_2R_3 + 2R_2R_4 + R_1R_4}{R_1(R_3+R_4)}\right]V_d + \left[\frac{R_2R_4 + R_1R_4 - R_2R_3 - R_2R_4}{R_1(R_3+R_4)}\right]V_c$$

SI DEFINIMOS A:

$$G_d \triangleq \frac{1}{2}\left[\frac{R_2R_3+2R_2R_4+R_1R_4}{R_1(R_3+R_4)}\right] \; Y \; G_c \triangleq \left[\frac{R_1R_4 - R_2R_3}{R_1(R_3+R_4)}\right]$$

DONDE: G_d = GANANCIA DIFERENCIAL
G_c = " MODO COMÚN

ENTONCES: $\boxed{V_o = G_dV_d + G_cV_c}$

EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL → A SER IDEAL EN LA MEDIDA QUE $G_C \to 0$

$$G_C = \frac{R_1R_4 - R_2R_3}{R_1(R_3+R_4)}$$

SI $G_C = 0 \Rightarrow R_1R_4 - R_2R_3 = 0$

$$ó \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

ENTONCES ES UN AMPLIFICADOR IDEAL.

$\therefore$ $G_C = 0$ Y LA GANANCIA DIFERENCIAL ES:

$G_d = \frac{R_2}{R_1}$ SIEMPRE Y CUANDO $R_2R_3 = R_1R_4$

LOGRARLO ES CASI IMPOSIBLE POR LO QUE $(G_C \neq 0)$

PARA MEDIR QUE TAN CERCANO ESTÁ DE LO IDEAL SE DEFINE COMO LA RAZON DE RECHAZO EN MODO COMUN (CMRR)

$$CMRR \triangleq 20 \log\left(\frac{G_d}{G_C}\right) [dB]$$

COMO SE REQUIERE QUE G_C SEA MUY PEQUEÑO ENTONCES CMRR SEA MUY GANDE

IDEALMENTE EL CMRR $\longrightarrow \infty$

UN CMRR EN EL RANGO DE 100-150 [dB] ES SUFICIENTEMENTE GRANDE

EJEM PARA UN CMRR DE 120 [dB]

$$120[dB] = 20 \log\left(\frac{G_d}{G_C}\right) \Rightarrow \frac{120[dB]}{20} = \log\left(\frac{G_d}{G_C}\right)$$

$$10^6 = \frac{G_d}{G_C} \Rightarrow \boxed{G_C = 10^{-6} G_d}$$

EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL → A SER IDEAL EN LA MEDIDA QUE $G_C \to 0$

$$G_C = \frac{R_1R_4 - R_2R_3}{R_1(R_3+R_4)}$$

SI $G_C = 0 \Rightarrow R_1R_4 - R_2R_3 = 0$

ó $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$

ENTONCES ES UN AMPLIFICADOR IDEAL.

∴ $G_C = 0$ Y LA GANANCIA DIFERENCIAL ES:

$G_d = \frac{R_2}{R_1}$ SIEMPRE Y CUANDO $R_2R_3 = R_1R_4$

LOGRARLO ES CASI IMPOSIBLE POR LO QUE $(G_C \neq 0)$

PARA MEDIR QUE TAN CERCANO ESTÁ DE LO IDEAL SE DEFINE COMO LA RAZON DE RECHAZO EN MODO COMUN (CMRR)

$$CMRR \triangleq 20 \log\left(\frac{G_d}{G_C}\right) [dB]$$

COMO SE REQUIERE QUE G_C SEA MUY PEQUEÑO ENTONCES CMRR SEA MUY GANDE

IDEALMENTE EL $CMRR \to \infty$

UN CMRR EN EL RANGO DE 100-150 [dB] ES SUFICIENTEMENTE GRANDE

EJEM PARA UN CMRR DE 120 [dB]

$$120[dB] = 20 \log\left(\frac{G_d}{G_C}\right) \Rightarrow \frac{120[dB]}{20} = \log\left(\frac{G_d}{G_C}\right)$$

$$10^6 = \frac{G_d}{G_C} \Rightarrow \boxed{G_C = 10^{-6} G_d}$$

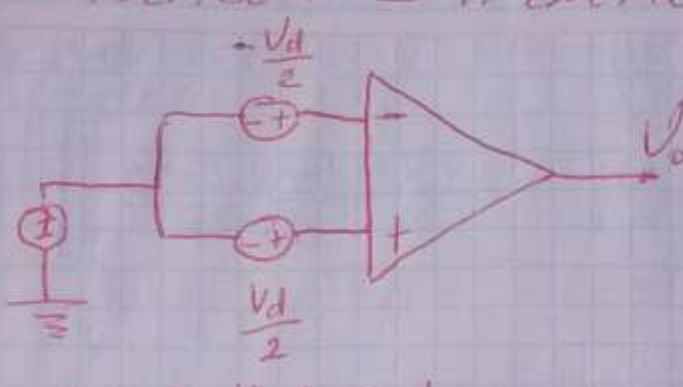
LM 741

PARA LA CONFIG DE 1 AMP. OP.

$$CMRR = 20\log\left(\frac{G_d}{G_c}\right)$$

$$\boxed{CMRR = 20\log\left[\frac{1}{2}\left[\frac{R_2R_3 + 2R_2R_4 + R_1R_4}{R_1R_4 - R_2R_3}\right]\right]}$$

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL



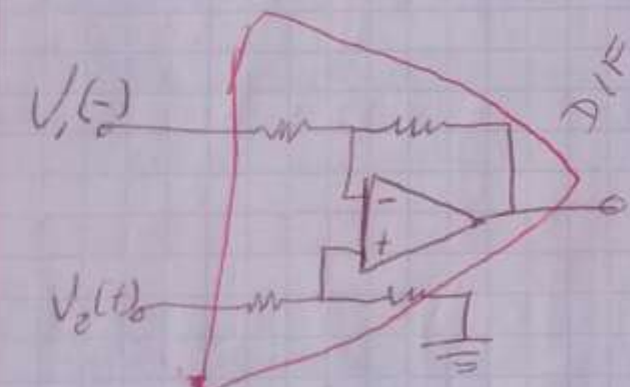
MODO COMÚN

$V_0 = G_d V_d + G_c V_c$

$CMRR = 20 \log\left(\frac{G_d}{G_c}\right) dB$

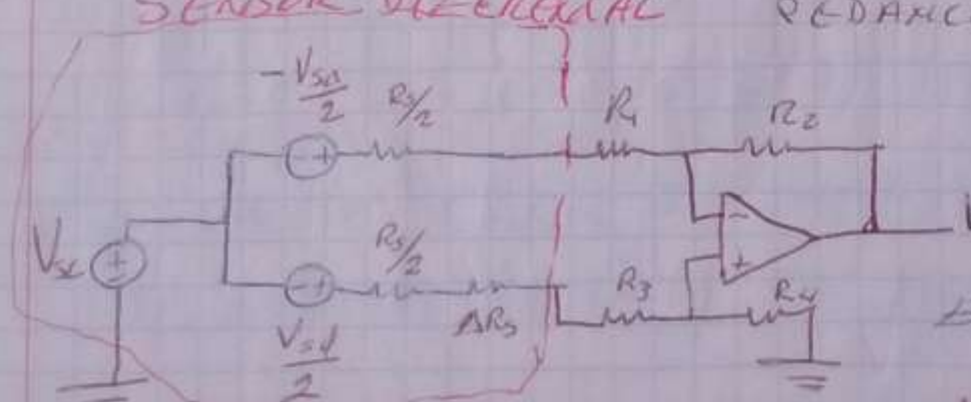
AL $CMRR >> 1 \Rightarrow G_c = 0$

$\therefore V_0 \approx G_d V_d$ CASI IDEAL



- VENTAJAS:
  CONFIGURACIÓN SENCILLA
- DESVENTAJAS:
  - EL CMRR DEPENDE DE LA IGUALDAD:
    $$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$
  - PROBLEMAS CON LA IMPEDANCIA DE ENTRADA.

SENSOR DIFERENCIAL



SI LA IMPEDANCIA DE SALIDA DEL SENSOR ESTÁ DESBALANCEADA ENTONCES EL CMRR DISMINUYE POR EFECTO SOBRE R_3 Y R_4

$$\frac{R_2}{R_1 + \frac{R_3}{2}} = \frac{R_4}{R_3 + \frac{R_3}{2} + \Delta R_3}$$

AFECTA DRÁSTICAMENTE AL CMRR

AUN SI EL SENSOR TUBIERA SU IMPEDANCIA DE SALIDA, EN LA GRAN MAYORIA DE LOS CASOS SE AFECTA AL CMRR

PARA $\left.\begin{matrix} R_2 = R_4 \\ R_1 = R_3 \end{matrix}\right\}$ RS NO AFECTA

$\left.\begin{matrix} R_2 \neq R_4 \\ R_1 \neq R_3 \end{matrix}\right\}$ RS AFECTA AL CMRR

OTRO EFECTO DE R_S () ES EL CAMBIAR LA GANANCIA DEL SENSOR:

$$G_d = \frac{R_2R_3 + 2R_2R_4 + R_1R_4}{R_1(R_3+R_4)} \rightarrow \frac{R_2}{R_1}$$

POR EFECTO DE R_S :

$$G_d = \frac{R_2\Delta R_3 + 2R_2R_4 + \Delta R_1R_4}{\Delta R_1(\Delta R_3 + R_4)}$$

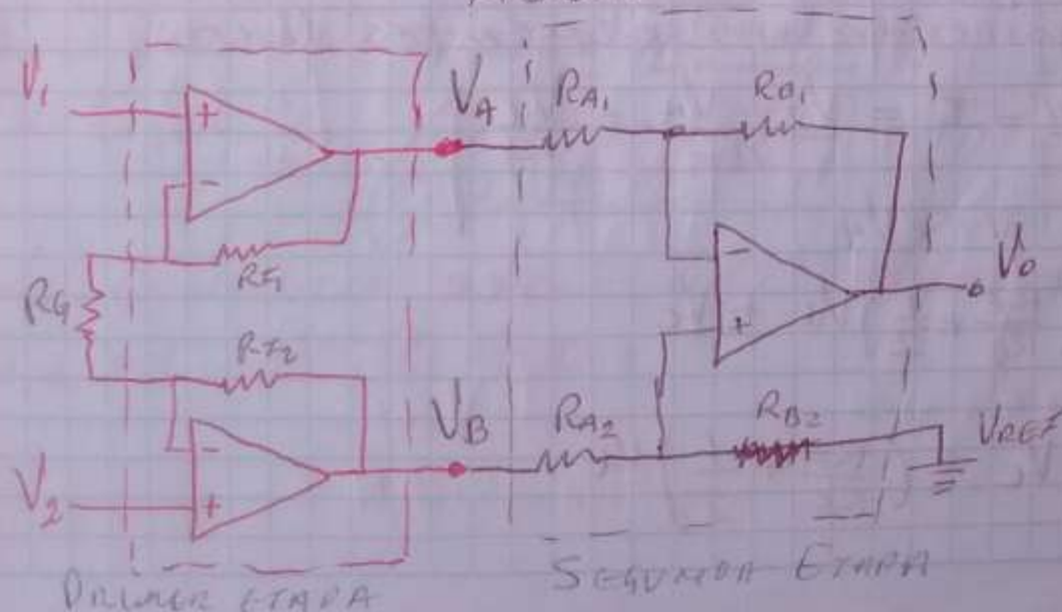
DONDE : $\Delta R_3 = R_3 + \frac{R_3}{2} + \Delta R_S$

$\Delta R_1 = R_1 + R_S/2$

GANANCIA EN FUNCIÓN DE 4 RESISTENCIAS

PARA EVITAR ESTOS PROBLEMAS ES QUE SE PROPONE UN AMPLIFICADOR DIFERENCIAL EN UNA CONFIG DE 3 AMP. OP.

AD620

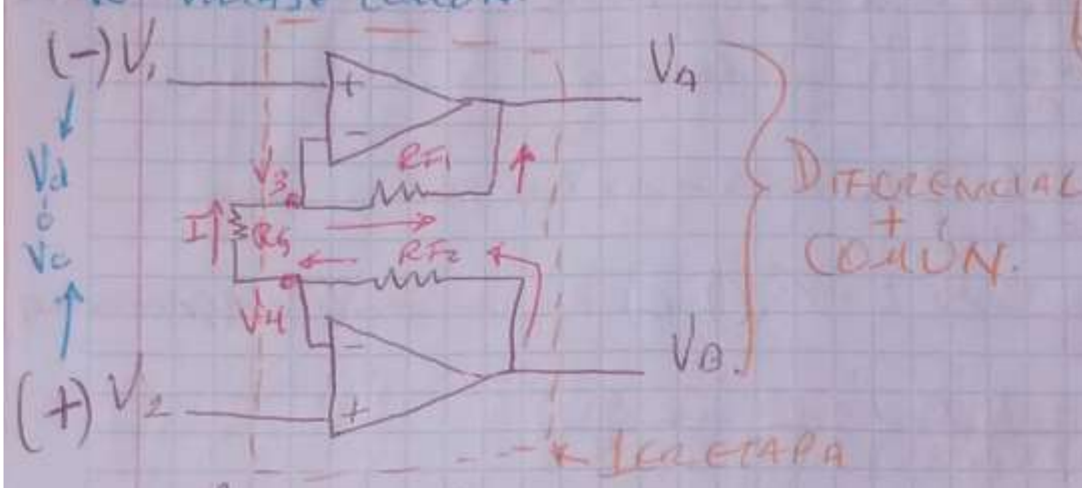


B402 AD620 AMP. DE INSTRUMENTACIÓN

LA SEGUNDA ETAPA ES UN AMP. DIFERENCIAL

- LA PRIMER ETAPA:

V_d = VOLTAJE DIFERENCIAL
V_c = VOLTAJE COMÚN.



OJO AD620

ANÁLISIS IDEAL:

- AMP. OP. SON IDEALES
- $R_{F1} = R_{F2} = R_F$
- $V_2 = V_c + V_d/2$
- $V_1 = V_c - V_d/2$

$$V_3 = V_1 = V_c - \frac{V_d}{2}$$
$$V_4 = V_2 = V_c + \frac{V_d}{2}$$

$\Rightarrow \frac{V_4 - V_3}{R_G} = I$ SUST. V_4 y V_3: $\frac{V_d}{R_G} = I$

AL CONSIDERAR LAS CORRIENTES NULAS

$$\frac{V_B - V_4}{R_F} = I = \frac{V_3 - V_A}{R_F} = \frac{V_d}{R_G}$$

SUST. V_3 y V_4

$$V_B = \left(\frac{R_F}{R_G} + \frac{1}{2}\right) V_d + V_c$$

$$V_A = V_c - \left(\frac{R_F}{R_G} + \frac{1}{2}\right) V_d$$

$$V_B = \left(2\frac{R_F}{R_G} + 1\right)\frac{1}{2}V_d + V_c$$

$$V_A = -\left(2\frac{R_F}{R_G} + 1\right)\frac{1}{2}V_d + V_c$$

SI CONSIDERAMOS A LA SALIDA DE LA PRIMERA ETAPA QUE ESTÉ FORMADA POR UNA PARTE DIFERENCIAL Y UNA PARTE DE MODO COMÚN

SUSTITUYENDO V_A y V_B:

$$V_{d1} = V_B - V_A$$

$$V_{c1} = \frac{V_B + V_A}{2}$$

OJO

$$\therefore \boxed{V_{d1} = \left(2\frac{R_F}{R_G} + 1\right)V_d} \quad y \quad \boxed{V_{c1} = V_c}$$

- SE PUEDE OBSERVAR QUE LA 1ER ETAPA TIENE LAS SIG. CARACTERÍSTICAS:
- LA GANANCIA DIFERENCIAL ES:

$$G_{d1} = \left(2\frac{R_F}{R_G} + 1\right)$$

Y ASUMIENDO A R_F COMO UNA CTE, SE TIENE QUE ÚNICAMENTE DEPENDE DE R_G

$$K - 1 = 2\frac{R_F}{R_G} \Rightarrow \boxed{R_G = \frac{2R_F}{K-1}}\ ; \quad K = \text{GANANCIA DIFERENCIAL DESEADA}$$

OJO

LA GANANCIA DIFERENCIAL MÍNIMA DE LA 1ER ETAPA

$$G_{d1} = 1 \Rightarrow R_G \to \infty$$

EN ESTA CONFIGURACIÓN DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN, LA PRIMER ETAPA DA LA GANANCIA DIFERENCIAL DE TODO EL AMPLIFICADOR (LA SEGUNDA ETAPA SE DISEÑA CON GANANCIA UNITARIA O A LO MAS GANANCIA DE DOS).

LA GANANCIA DE MODO COMÚN DE LA 1er ETAPA ES:

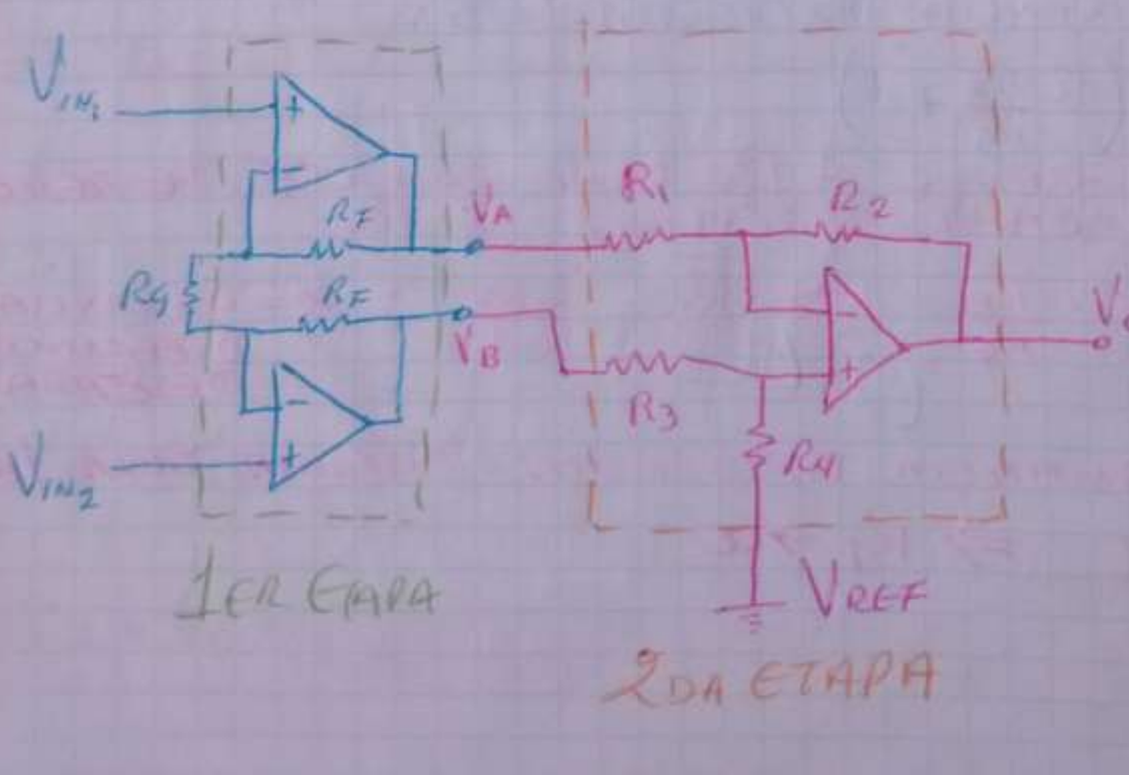
$$G_{C_1} = 1 \qquad V_{C_1} = (1) V_C$$

ES DECIR QUE SE TIENE TODO EL VOLTAJE DE MODO COMÚN DE LA ENTRADA AL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN, EN LA SALIDA DE LA 1er ETAPA

- EL CMRR DE LA PRIMER ETAPA ES MALO.

$$CMRR_1 = \frac{G_{d_1}}{G_{C_1}1} = G_{d_1}$$

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN



LA SEGUNDA ETAPA ES LA CONFIGURACIÓN QUE VIMOS EN EL INICIO

CUANDO: $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$

$$V_o = \left(\frac{R_2}{R_1}\right)\left(V_B - V_A\right)$$

- DISEÑANDO LA 2DA ETAPA CON UNA GANANCIA UNITARIA:

$R_2 = R_1 \Rightarrow R_4 = R_3$ $\quad V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_B - V_A)$, $V_d = V_B - V_A$

$$\boxed{V_o = \frac{R_2}{R_1}\left(\frac{2R_F}{R_G} + 1\right)V_d}$$ OJO

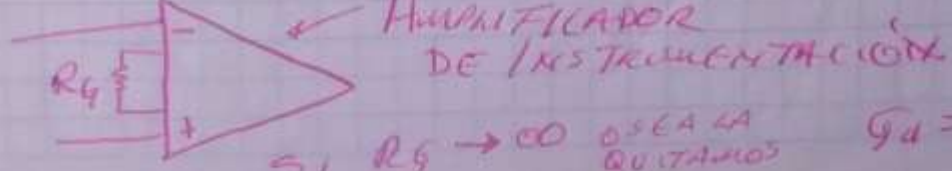
- LA SEGUNDA ETAPA ES LA ENCARGADA DE DE DAR UN CMRR ELEVADO.
- EL CMRR DE LA 2DA ETAPA DEPENDE DE QUE:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

ESTO SE LOGRA AL IMPLEMENTAR LAS RESISTENCIAS DENTRO DEL CTO INTEGRADO NO SE LOGRA UN CMRR $\rightarrow \infty$

- UN BUEN AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN LOGRA UN CMRR EN EL RANGO DE 100 − 140 dB

- EL CMRR NOMINAL NOS LO INDICA EL FABRICANTE EN LAS HOJAS DE DATOS PERO DE FORMA EXPERIMENTAL:



SI $R_G \rightarrow \infty$ O SEA LA QUITAMOS $\quad G_d = 1$

SI CONECTAMOS EN MODO COMUN Y SIN R_G

$$V_o = \cancel{G_d V_d} + G_c V_c$$

$$V_d = 0$$

$$R_G \to \infty \Rightarrow G_d = 1 \qquad V_c = \text{MODO COMUN}$$

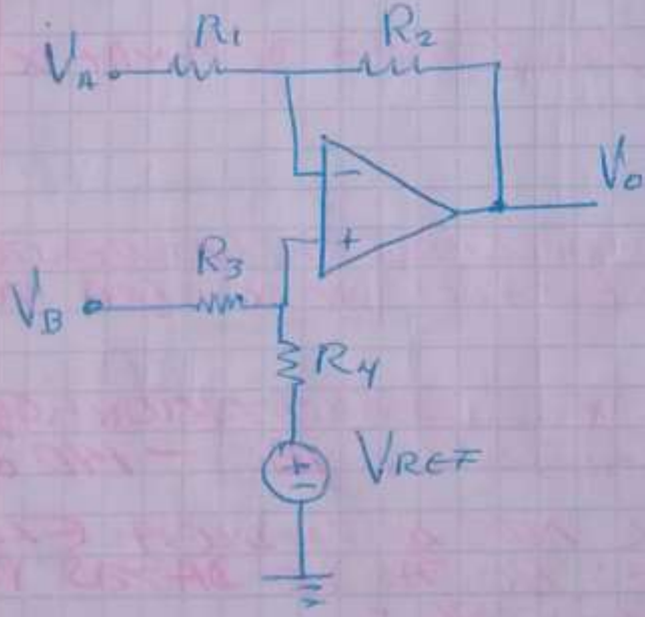
$$CMRR = 20 \log\left(\frac{G_d}{G_c}\right) ; \quad V_o = G_c V_c$$

$$= 20 \log\left(\frac{1}{\frac{V_o}{V_c}}\right)$$

OJO

$$\therefore \boxed{CMRR = 20 \log\left(\frac{V_c}{V_o}\right)} \text{ EXPERIMENTAL}$$

SEGUNDA ETAPA

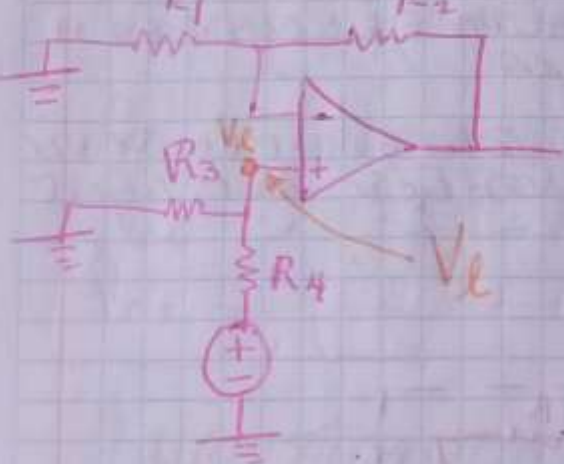


SE HABIA ANALIZADO PARA $V_{REF} = 0$

$\therefore$ PARA $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_B - V_A)$$

POR SUPERPOSICIÓN: $V_A=0$, $V_B=0$, $V_{REF}\neq 0$



SE PUEDE OBSERVAR QUE SE TIENE UNA CONFIGURACIÓN NO INVERSORA

$$V_o=\left(\frac{R_2}{R_1}+1\right)V_l \; ; \; V_l=\left(\frac{R_3}{R_3+R_4}\right)V_{REF}$$

$$\Rightarrow V_o=\left(\frac{R_2}{R_1}+1\right)\left(\frac{R_3}{R_3+R_4}\right)V_{REF}$$

GANANCIA NO IDEAL:

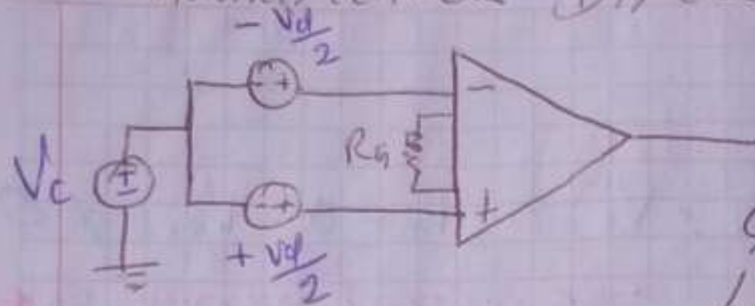
$$V_o=\frac{R_2}{R_1}V_a+V_{REF}$$

OJO

ES DECIR QUE V_{REF} SIRVE PARA DAR CIERTO NIVEL DE OFFSET (REFERENCIA) AL VOLTAJE DE SALIDA.

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL



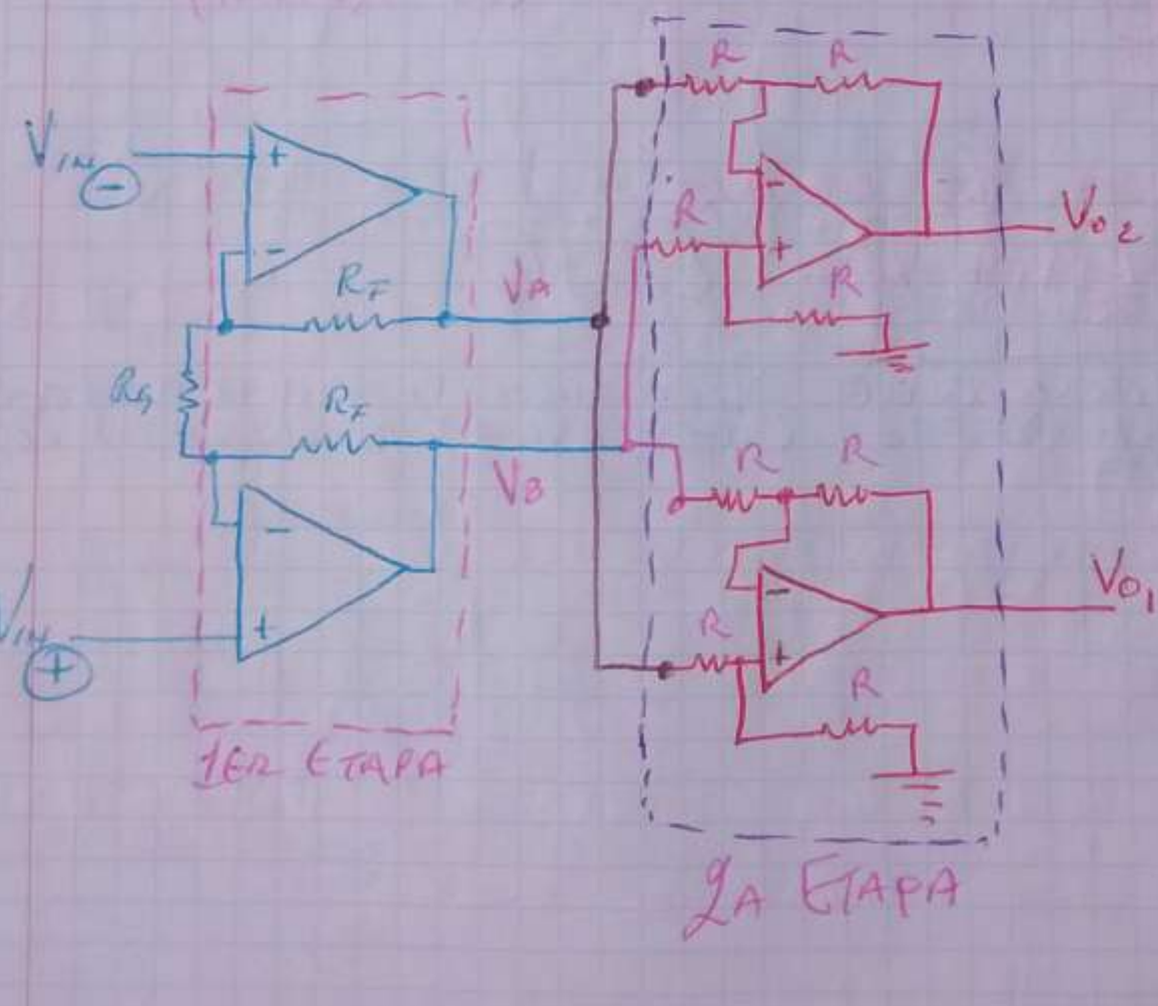
$V_o = G_d V_d + G_c V_c$

GANANCIA FIJADA POR R_g

LA SALIDA ES REFERIDA A TIERRA

- EXISTE UNA VARIANTE DE LA CONFIGURACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN QUE TIENE SALIDA DIFERENCIAL

CONFIGURACIÓN



DEL ANÁLISIS PREVIO:

DE FORMA IDEAL:

$$V_{o2} = \left(\frac{R}{R}\right)(V_B - V_A) = \left(2\frac{R_F}{R_G}+1\right)V_d$$

$$V_{o1} = \left(\frac{R}{R}\right)(V_A - V_B) = -\left(2\frac{R_F}{R_G}+1\right)V_d$$

ASÍ EL VOLTAJE DIFERENCIAL (IDEAL) A LA SALIDA ES:

$$\boxed{V_{od} = 2\left(2\frac{R_F}{R_G}+1\right)V_d}$$ OJO

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN REAL

- PARÁMETROS DE CD.
  - CORRIENTE DE POLARIZACIÓN Y CORRIENTE DE OFFSET
  - VOLTAJE DE OFFSET DE ENTRADA
  - " " " " SALIDA
  - RAZÓN DE RECHAZO DE MODO COMÚN (CMRR)
  - " " " A CAMBIOS EN EL VOLTAJE DE INSTRUMENTACIÓN.
  - ERROR DE NO LINEALIDAD
- PARÁMETROS DE C.A.
  - RESPUESTA EN FRECUENCIA
  - VELOCIDAD DE RESPUESTA (SLEW RATE)
  - RUIDO

- PARÁMETROS DE C.D.

ESTOS PARÁMETROS CREAN UN ERROR DE CD EN LA OPERACIÓN DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

LA FORMA EN QUE SE MODELA ESTE ERROR DE CD ES POR MEDIO DE UNA FUENTE DE VOLTAJE EN LA ENTRADA NO INVERSORA DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

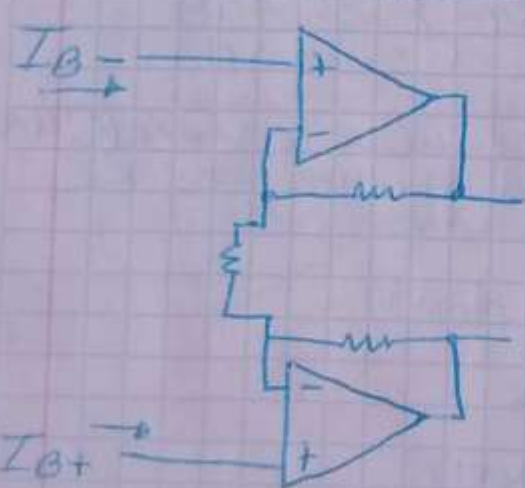
CORRIENTE DE POLARIZACIÓN: I_B
" DE OFFSET: I_{OS}

UTILIZANDO LA MISMA DEFINICIÓN QUE EN UN AMP. OP.

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

$$I_{OS} = |I_{B+}| - |I_{B-}|$$

DONDE:
DE FORMA INTERNA

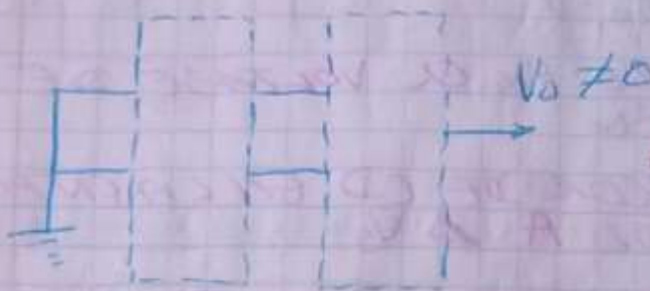


USUALMENTE $I_{OS} < I_B$

LA IMPORTANCIA DE I_{OS} ES QUE PRODUCE UN ERROR DE C.D. DIFERENCIAL

VOLTAJE DE OFFSET:

- SE DEBE A DESBALANCES INTERNOS Y PRODUCE QUE PARA ENTRADA NULA, TENGA UN CIERTO OFFSET DE SALIDA.



1A ETAPA — OFFSET DE ENTRADA

2DA ETAPA — OFFSET DE SALIDA

AL TENER DOS ETAPAS INTERNAS, CADA UNA CON UN OFFSET SE MODELA EL VOLTAJE DE OFFSET TOTAL COMO:

- REFERIDO A LA SALIDA:

$$OFFSET = V_{oso} + G\, V_{osi}$$

- REFERIDO A LA ENTRADA:

$$OFFSET = \frac{1}{G} V_{oso} + V_{osi}$$

DONDE: V_{oso} = VOLTAJE DE OFFSET DE SALIDA
V_{osi} = VOLTAJE DE OFFSET DE ENTRADA
G = GANANCIA DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION (FIJADA POR R_G)

CMRR

LA COMPONENTE DE MODO COMUN A LA SALIDA SE PUEDE MODELAR COMO UN ERROR A LA SALIDA:

$$\Delta V_{osi} = \left(\frac{1}{CMRR}\right) \Delta V_c$$

DONDE: ΔV_c = NIVEL DE MODO COMÚN A LA ENTRADA DEL AMPLIFICADOR DE INST.

ΔV_{osi} = ERROR DE DIRECTA CAUSADO POR EL CMRR

RAZÓN DE RECHAZO A CAMBIOS DEL VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN:

$$PSR = 20 \log \left(\frac{\Delta V_s}{\Delta V_{osi}}\right) [dB]$$

DONDE: ΔV_s = CAMBIO EN EL VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN

ΔV_{osi} = ERROR DE CD EN LA ENTRADA DEBIDO A ΔV_s

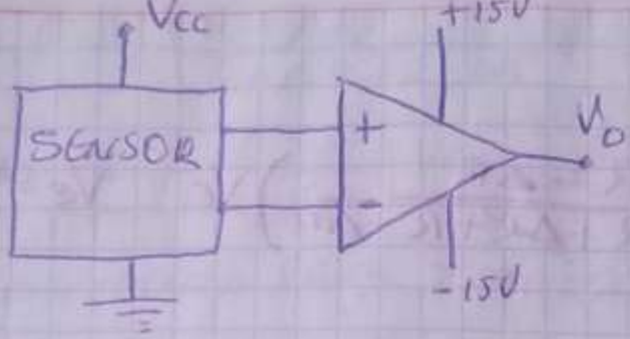
IDEALMENTE SE QUIERE QUE EL PSR SEA LO MAS GRANDE POSIBLE (VALORES POSITIVOS)

$$PSRR = 20 \log \left(\frac{\Delta V_{osi}}{\Delta V_s}\right) [dB]$$

- IDEALMENTE SE REQUIERE QUE EL PSRR SEA LO MENOR POSIBLE (VALORES NEGATIVOS)

ES POSIBLE QUE SE DEFINA UN PSR (PSRR) PARA $V_{cc}+$ Y PARA $V_{cc}-$

Ejemplo:



Características del amplificador de instrumentación

	INA 102A	INA 102G	AD620
No-linealidad	0.075%	0.02%	95 ppm
V_{OSi}	300 µV	100 µV	125 µV
V_{OSo}	300 µV	200 µV	1000 µV
I_B	50 nA	30 nA	2 nA
I_{OS}	15 nA	10 nA	1 nA
CMRR(min)	80 dB	90 dB	110 dB
PSR+	105 dB	105 dB	115 dB
FS_i	$\|V_s\| - 4.5$	$\|V_s\| - 4.5$	$\|V_s\| - 1.2$
FS_o	$\|V_s\| - 2.5$	$\|V_s\| - 2.5$	$\|V_s\| - 1.2$

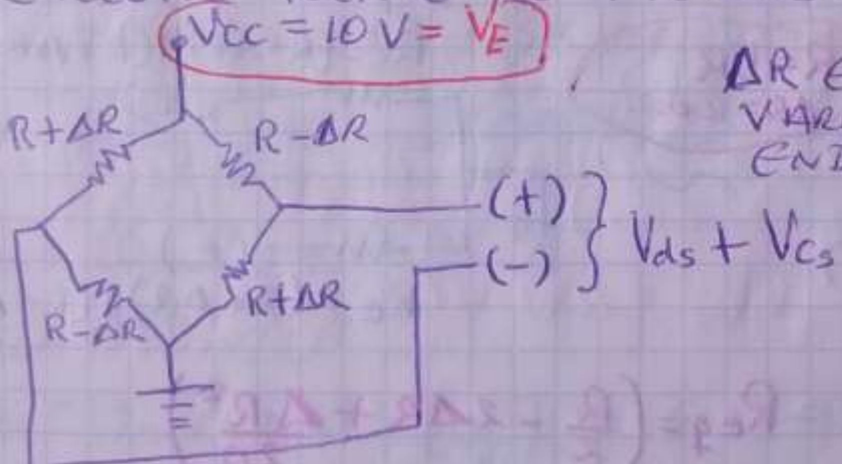
FS_o = Escala completa de salida.

$|V_s| = (V_{cc}+) - (V_{cc}-)$: Rango de amplificación

Sensor

Circuito puente de 4 ramas activas (puente completo)

$V_{cc} = 10\,V = V_E$



ΔR es proporcional a la variable que se está midiendo: $0 < \Delta R < R/10$

- RANGO DEL SENSOR:

SALIDA DIFERENCIAL:

$$V_{ds} = \left(\frac{R+\Delta R}{R+\cancel{\Delta R}+R-\cancel{\Delta R}} - \frac{R-\Delta R}{R+\cancel{\Delta R}+R-\cancel{\Delta R}}\right)V_E \qquad V_E = V_{cc}$$

$$V_{ds} = V_{ds} = \left(\frac{\Delta R}{R}\right)V_E$$

V_{ds} ES LA FUNCIÓN LINEAL ÚNICAMENTE PARA UN PUENTE COMPLETO.

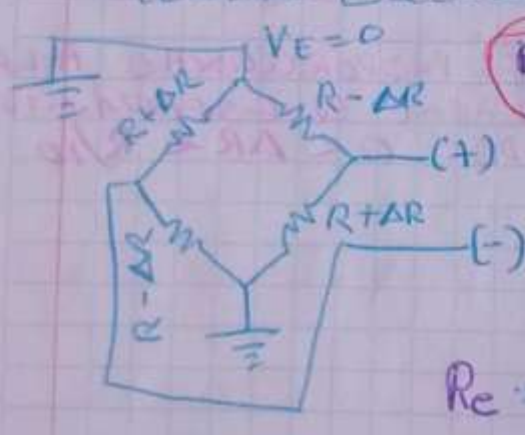
EN EL CASO DE 1/4 Y 1/2 DE PUENTE LA RELACIÓN ES NO-LINEAL.

EL RANGO DE SALIDA ES:

$$V_d = \begin{cases} 0 & ; \Delta R = 0 \\ \left(\frac{R/10}{R}\right)V_E = 1\ V. & ; \Delta R = \frac{R}{10} \end{cases}$$

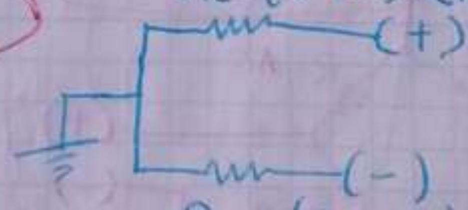
IMPEDANCIA DE SALIDA DEL SENSOR:

- TOMAR EQUIVALENTE DE THEVENING:



$R = 5K$
$\Delta R = 100\Omega$

$R_c = (R-\Delta R)||(R+\Delta R)$



$R_e = (R+\Delta R)||(R-\Delta R)$

$$R_e = R_{eq} = \left(\frac{R}{2} - 2\Delta R + \frac{\Delta R^2}{2R}\right)$$

CUANDO EL PUENTE ESTÁ BALANCEADO: $\Delta R = 0$

$$R_e = \frac{R}{2}$$

EN EL CASO DE UN PUENTE COMPLETO, ΔR_s (EL DESBALANCE DE LA IMPEDANCIA DE SALIDA DEL SENSOR) ES NULO.

VOLTAJE MODO COMÚN

$$V_{os} = \frac{1}{2}\left(\frac{R+\Delta R}{R+\Delta R+R-\Delta R} + \frac{R-\Delta R}{R+\Delta R+R-\Delta R}\right)V_E$$

$$V_{os} = \frac{1}{2}\left(\frac{2\cancel{R}}{\cancel{2}R}\right)V_E = \frac{V_E}{2} = 5\ \text{VOLTS} = V_{os}$$

CONSTANTE PARA TODO EL RANGO DE VARIACIÓN DE ΔR

ASUMIMOS QUE POR DEFECTOS EN LA IMPLEMENTACIÓN DEL SENSOR SE TIENE UN DESBALANCE DE 100 Ω EN LA IMPEDANCIA DE SALIDA

LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR TIENE UNA VARIACIÓN DE: $V_{CC} = 15V \pm 5\% = \Delta V_{CC}$

EL ERROR A LA ENTRADA DE CD DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

$$\text{ERROR} = I_B \Delta R_S + \frac{I_{OS}}{2}(R_S+\Delta R_S) + V_{OSi} + \frac{1}{G}V_{OSo} +$$

nano = x10⁻⁹ NO LINEALIDAD

$$+ \frac{V_{OS}}{CMRR} + \frac{\Delta V_{CC+}}{PSR+} + (N-L)(FS_i)$$

5%

$\Delta V_{CC} = (15V)(0.05)$

PARA INA102A: $G=10$ $\Delta R_S = 100\Omega$ $R_S = 5K$ $CMRR = 80dB$ $\therefore 10^{\frac{80}{20}}$

$$\text{ERROR} = (50nA)(100\Omega) + \frac{15nA}{2}(5K+100\Omega) + 300\mu V + \frac{1}{10}(300\mu V) + \frac{5}{10^{\left(\frac{80}{20}\right)}} +$$

$$+ \frac{(15V)(0.05)}{10^{\left(\frac{100}{20}\right)}} + (30-4.5)(0.075\times10^{-2})$$

$\text{Error} = 20\ mV = 0.02\%$

PARA AD620:

$$\text{ERROR} = (2nA)(100\Omega) + \left(\frac{1nA}{2}\right)(5K+100\Omega) + 125\mu V + \frac{1}{10}(1000\mu V) +$$

$$+ \frac{5V}{10^{\left(\frac{110}{20}\right)}} + \frac{(15V)(0.05)}{10^{\left(\frac{110}{20}\right)}} + (95\times10^{-6})(30-1.2)$$

$\text{ERROR} = 2.97\ mV = 0.00297\%$

A/D: 0 – 5V 12 BITS

$LSB = \text{RESOLUCIÓN}: \frac{5V}{2^{12}-1} = 1.2mV$

$\text{ERROR DE CUANTIZACIÓN} = \frac{LSB}{2} = e_q = 0.6mV$

ERRORES DE CORRIENTE ALTERNA

- RESPUESTA EN FRECUENCIA
- VELOCIDAD DE RESPUESTA
- RUIDO

RESPUESTA EN FRECUENCIA:

LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES QUE FORMAN LA CONFIGURACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN TIENEN UNA RESPUESTA EN FRECUENCIA:

DONDE $a_{o\ell}$ = GANANCIA DE CORRIENTE DIRECTA (LAZO ABIERTO)

f_c = Frecuencia de corte

f_s = " " CRUCE (GANANCIA UNITARIA)

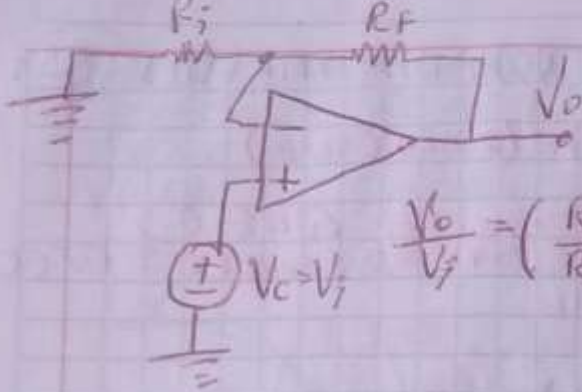
DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA, SE PUEDE OBSERVAR QUE SE MODELA AL AMP. OP COMO UN SISTEMA DE PRIMER ORDEN.

EN EN QUE LA COMPENSACIÓN INTERNA DOMINA LA DINÁMICA INTERNA DEL AMP. OP.

LA f_c DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL GENÉRICO (COMO EL 741) ES MUY BAJA:

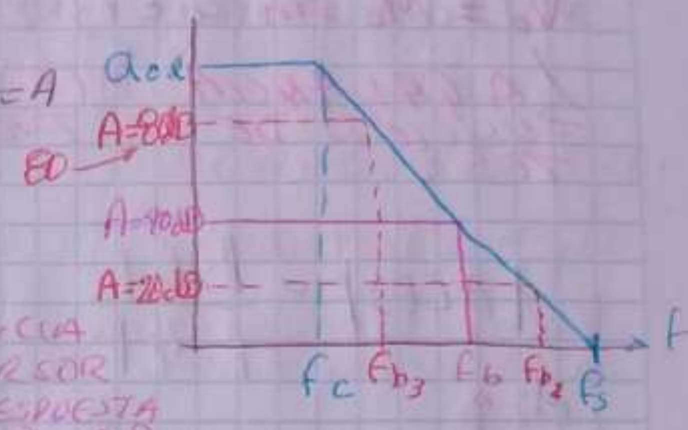
$f_c = 5 - 10\ Hz \qquad a_{o\ell} = 100 - 140\ dB$

PARA UNA CONFIGURACIÓN NO-INVERSORA



$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{R_F}{R_i} + 1\right) = A$$

$A = 100 \Rightarrow A = 40dB$

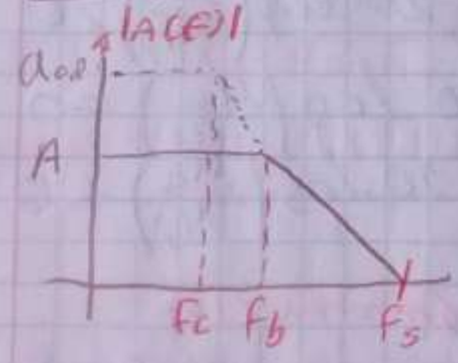


LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR NO-INVERSOR SE SOBREPONE SOBRE LA RESPUESTA EN LAZO ABIERTO DEL AMP. OP.

f_b = FRECUENCIA DE CORTE DE LA CONFIGURACIÓN RETROALIMENTADA.

PARA GANANCIAS PEQUEÑAS SE TIENE UN ANCHO DE BANDA MÁS GRANDE QUE PARA LAS ALTAS FRECUENCIAS.

SI SE QUIERE AMPLIFICAR UNA SEÑAL:



$V_i = M_i \sin(\omega t)$; M_i = AMPLITUD DE LA SEÑAL V_i

$$\frac{V_o}{V_i} = A(f)$$

$\omega = 2\pi f$ (frecuencia de V_i.

$V_o = A(f)\, V_i$

$V_o = A(f)(M_i \sin(\omega t))$

PARA UN SISTEMA LINEAL (COMO UN AMP. OP.) SE TIENE QUE SI LA SEÑAL DE ENTRADA AL SISTEMA ES UNA SENOIDAL DE FRECUENCIA ω ENTONCES LA SALIDA TIENE QUE SER UNA SENOIDAL DE LA MISMA FRECUENCIA, SOLO QUE CAMBIANDO EN AMPLITUD Y FASE.

$V_o = M_o \sin(\omega t + \phi)$

ENTONCES LA RELACIÓN ENTRADA-SALIDA ES:

$$V_o = M_o \sin(\omega t + \phi) = A(t) M_i \sin(\omega t)$$

LA GANANCIA A(F), GANANCIA QUE ES FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA, TENEMOS EFECTOS:

$$|A(f)| = \frac{|M_o|}{|M_i|} \qquad \angle A(f) = \phi_{SALIDA} - \phi_{ENTRADA} = \phi - 0 = \phi$$

$$|A(f)| = \frac{M_o}{M_i}$$

$$\text{Si } M_o > M_i \Rightarrow \frac{M_o}{M_i} > 1 \Rightarrow 20\log\left(\frac{M_o}{M_i}\right) > 0$$

$$\text{Si } M_o = M_i \Rightarrow \frac{M_o}{M_i} = 1 \Rightarrow 20\log\left(\frac{M_o}{M_i}\right) = 0$$

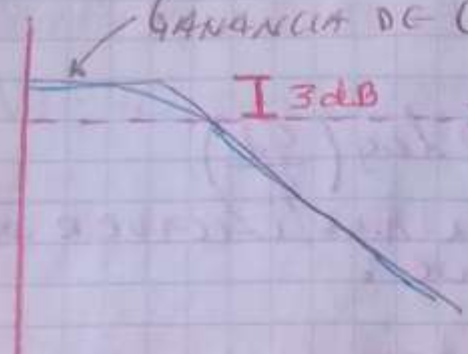
$$\text{Si } M_o < M_i \Rightarrow \frac{M_o}{M_i} < 1 \Rightarrow 20\log\left(\frac{M_o}{M_i}\right) < 0$$

- PARA $|A(f)|_{dB} > 0$ ES UNA GANANCIA
- PARA $|A(f)|_{dB} < 0$ ES UNA ATENUACIÓN O GANANCIA NEGATIVA

RELACIÓN ENTRE ATENUACIÓN Y GANANCIA

GANANCIA = −ATENUACIÓN [dB]

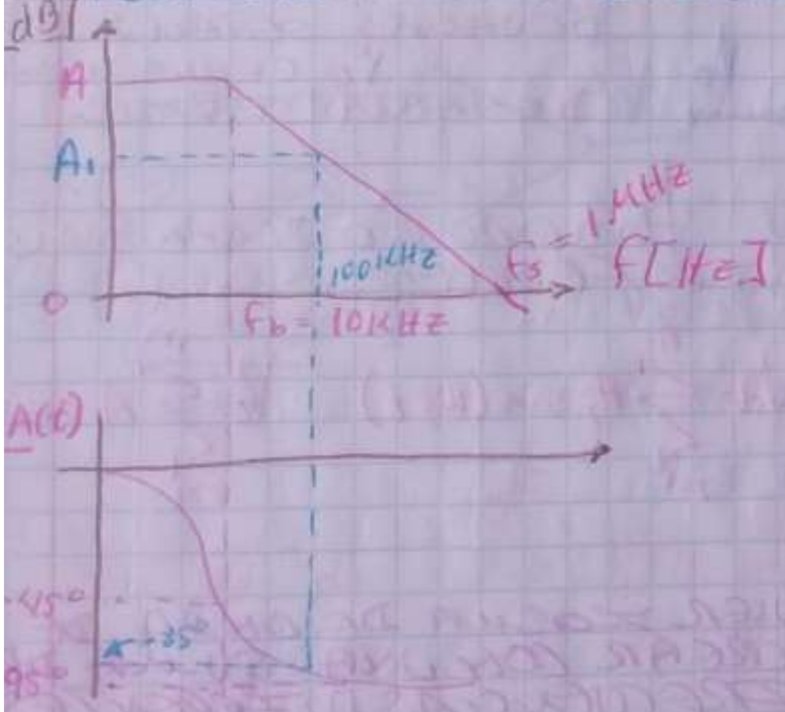
POR EJEM: - LA FRECUENCIA DE CORTE SE DEFINE COMO LA FRECUENCIA EN LA QUE SE TIENE UNA ATENUACIÓN DE 3dB SOBRE EL NIVEL DE GANANCIA DE CD.



ATENUACIÓN DE 3dB

GANANCIA DE -3dB

$|A(f)|$ = EL COMPORTAMIENTO DE LA GANANCIA CON RESPECTO A LA FRECUENCIA.



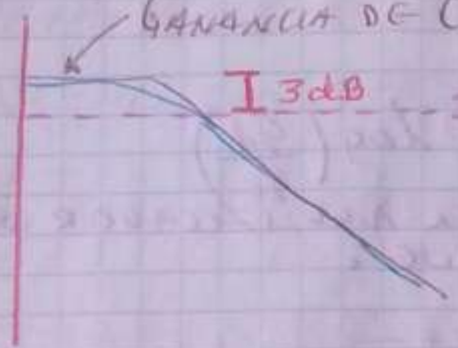
$V_o = A(f)V_i$

PARA: $V_i = 0.5\sin(2\pi(100kHz)t + 10°)$

$V_o = |A_1| 0.5\sin(2\pi(100kHz)t + 10° - 85°)$

$= |A_1| 0.5\sin(2\pi(100kHz)t + 75°)$

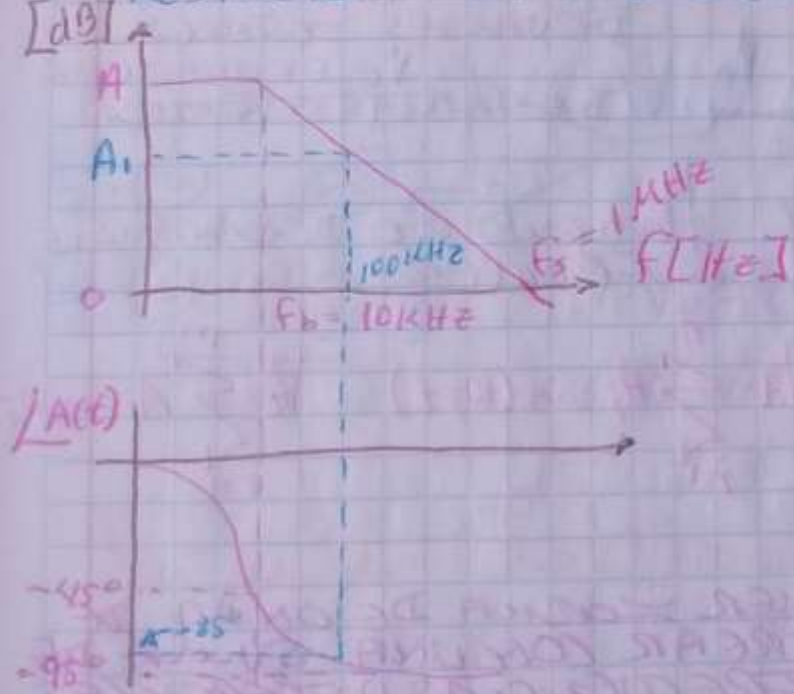
POR EJEM: - LA FRECUENCIA DE CORTE SE DEFINE COMO LA FRECUENCIA EN LA QUE SE TIENE UNA ATENUACIÓN DE 3dB SOBRE EL NIVEL DE GANANCIA DE CD.



ATENUACIÓN DE 3dB

GANANCIA DE -3dB

$|A(f)|$ = EL COMPORTAMIENTO DE LA GANANCIA CON RESPECTO A LA FRECUENCIA.



$$V_o = A(f)V_i$$

PARA: $V_i = 0.5\sin(2\pi(100kHz)t +$

$$V_o = |A_1|0.5\sin(2\pi(100kHz)t + 10° - 85°$$

$$= |A_1|0.5\sin(2\pi(100kHz)t + 75°)$$

RESPUESTA EN FRECUENCIA

$V_d + V_c \longrightarrow$ AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN $\xrightarrow{V_o}$

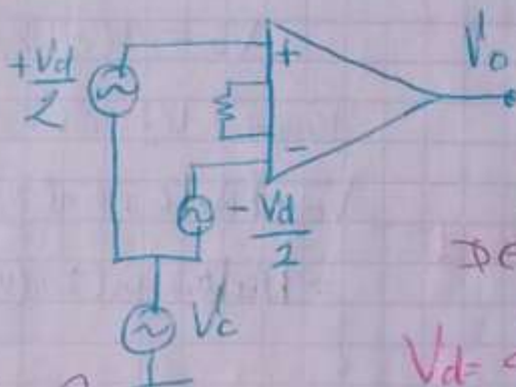
SE CONSIDERA LINEAL

$V_o = G_d V_d + G_c V_c$; $CMRR = 20 \log\left(\frac{G_d}{G_c}\right)$

AL SER UN DISPOSITIVO LINEAL EL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN SE TIENE QUE:

SE CUMPLE SUPERPOSICIÓN $V_d = V_{d_1} + V_{d_2} + \cdots$
$V_c = V_{c_1} + V_{c_2} + \cdots$

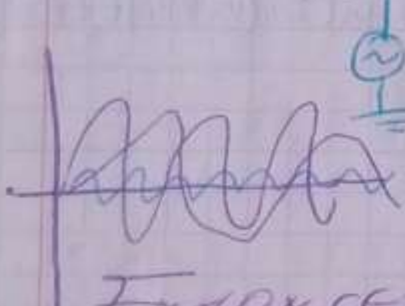
ES DECIR:



DONDE: V_d ES UNA SUMA DE VARIAS SEÑALES
V_c ES UNA SUMA DE VARIAS SEÑALES.

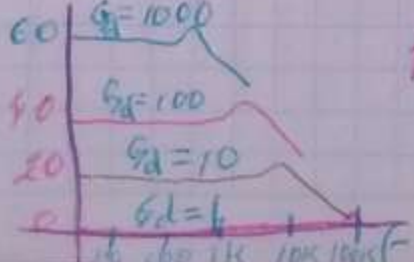
HACIENDO USO DEL ANÁLISIS DE FOURIER:

$$V_d = \sum_{i=1}^{n} A_i \sin(\omega_i t) \qquad V_c = \sum_{i=1}^{m} A_i \sin(\omega_i t)$$



ENTONCES CUALQUIER FORMA DE ONDA DE V_d Y V_c SE PUEDE RECREAR CON UNA SUMA DE SENOIDALES CON FRECUENCIAS DIFERENTES (DE BAJAS A ALTAS FRECUENCIAS)

– PERO SE SABE QUE EL AMPLIFICADOR DE INSTRUM. TIENE UNA RESPUESTA EN FRECUENCIA DADA POR:



AD620,
LA DA EL FABRICANTE

OJO

POR LO QUE LA GANANCIA DIFERENCIAL NO SE CONSERVA PARA TODAS LAS FRECUENCIAS

EJEM: PARA UNA SEÑAL DIFERENCIAL DADA POR:

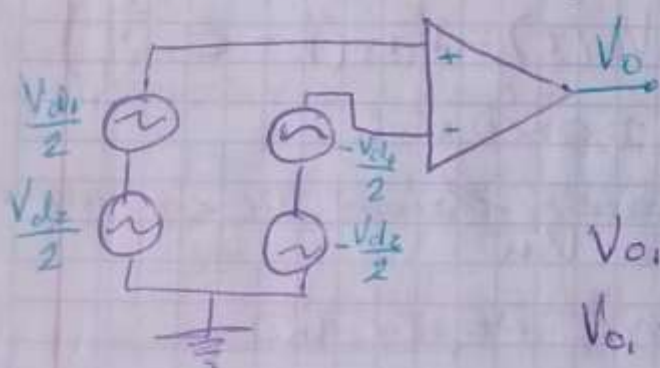
$$V_d = 10\sin(2\pi(1000)t) + 500\sin(2\pi(50000)t)\ [mV]$$

SI SE ESTABLECE UNA GANANCIA DIFERENCIAL $G_d = 100$ EN UN AD620

¿CUÁL SERÁ LA SALIDA DEL AMPLIFIC. DE INSTRUMENTACIÓN? (ASUMIENDO QUE $V_c = 0$)

$$V_o = \underline{G_d}\, V_d$$

G_d NO ES CONSTANTE DEPENDE DE LA FRECUENCIA



POR SUPERPOSICIÓN

$$V_{d1} = 10\sin(2\pi(1000)t)\ mV$$

$$V_{o1} = G_{d1} V_{d1} = (100)[10\sin(2\pi(1kHz)t)\ mV]$$

$$V_{o1} = 1\sin(2\pi(1kHz)t + \phi)\ [V]$$

SI ϕ NO HAY INFORMACIÓN $\phi = 0$

$$V_{d2} = G_{d2} V_{d2} = (\overset{10^{1.5}}{31.62})[500\sin(2\pi(50kHz)t)\ mV$$

$$V_{o2} = 15.81\sin(2\pi(50kHz)t)\ [V]$$

$$V_o = V_{o1} + V_{o2}$$

$$V_o = 1\sin(2\pi(1kHz)t + \underbrace{\phi_1}_{=0}) + 15.81\sin(2\pi(50kHz)t + \underbrace{\phi_2}_{=0})$$

LA RESPUESTA EN FRECUENCIA SE OBSERVA PARA SEÑALES DE AMPLITUD PEQUEÑA (VOLTAJES DE SEÑAL PEQUEÑA = MENORES A 1 V_{pico})

· PARA SEÑALES DE MAYOR AMPLITUD (VOLTAJES DE SEÑAL GRANDE: MAYORES A 1 Vpico)

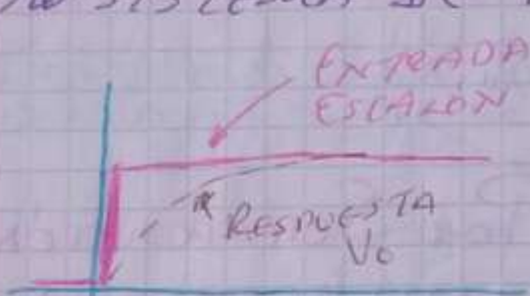
SE OBSERVA OTRO FENÓMENO:

- VELOCIDAD DE RESPUESTA. (SLEW-RATE)

LA VELOCIDAD DE RESPUESTA ES UN EFECTO A LA SALIDA DE UN AMPLIFICADOR ES DECIR A Vo.

EN UN AMP. DE INSTRUMENTACIÓN LA VELOCIDAD DE RESPUESTA SE PUEDE CONSIDERAR COMO UN EFECTO DE SEGUNDA ETAPA

UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL TIENE UNA RESPUESTA EN FRECUENCIA MODELADA POR UN SISTEMA DE PRIMER ORDEN.:



POR SER UN SISTEMA DE PRIMER ORDEN:

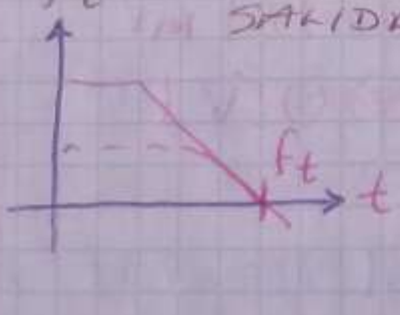
$V_o(t) = V_m\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$

DONDE:

$V_i = V_m\, u(t)$; ESCALÓN ~~[illegible]~~ DE LA MAGNITUD V_m

$\tau = \frac{1}{2\pi f_t}$; CONSTANTE DE TIEMPO

f_t : FRECUENCIA DE CRUCE DEL AMP. OP. DE SALIDA.



EL FENÓMENO DE VELOCIDAD DE SALIDA Ó (SLEW-RATE) ESTÁ RELACIONADO CON LA RAZÓN DE CAMBIO (VELOCIDAD CON QUE CAMBIA) EL VOLTAJE DE SALIDA.

$$\frac{dV_o}{dt} \leq SR \leftarrow \text{SLEW RATE}$$

ENTONCES PARA UNA SALIDA ESCALÓN

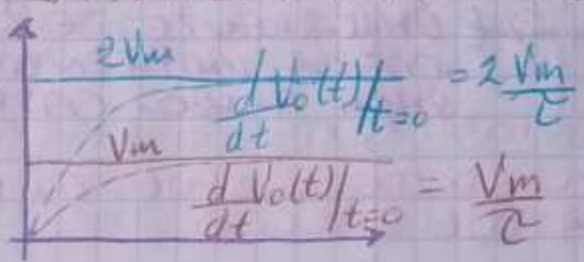
$$V_o(t) = V_m\left(1 - e^{-t/\tau}\right)$$

$$\Rightarrow \frac{d}{dt}V_o(t) = -V_m e^{-t/\tau}\left(-\frac{1}{\tau}\right) = \frac{V_m}{\tau}e^{-t/\tau}$$

DE FORMA QUE EL VALOR MÁXIMO ESTÁ DADO POR:

$$\left.\frac{d}{dt}V_o(t)\right|_{max} = \frac{V_m}{\tau} \quad \text{PARA } t=0$$

ENTONCES PARA DOS ESCALONES:



COMO τ ES UNA CTE DEL SISTEMA ENTONCES:

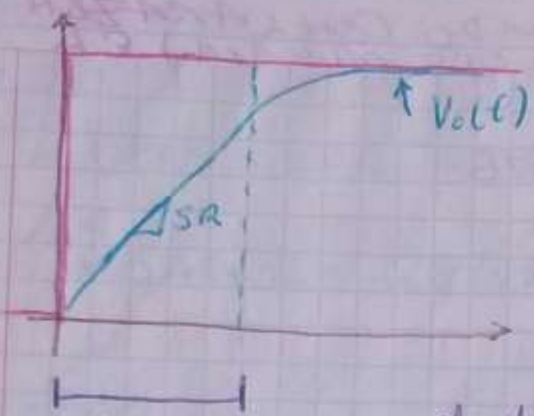
$$\left.\frac{d}{dt}V_o(t)\right|_{max} \text{ ES FUNCIÓN}$$

DE LA AMPLITUD DEL ESCALÓN DE ENTRADA.

DE ESTA FORMA, AL CRECER V_m (ES DECIR QUE SEA UNA SEÑAL DE AMPLITUD GDE SE LLEGA UN MOMENTO QUE:

$$\left.\frac{d}{dt}V_o(t)\right|_{max} = \frac{V_m}{\tau} > SR \left[V/\mu s\right.$$

COMO EL AMP. OP. DE SALIDA YA NO PUEDE LOGRAR ESTE CAMBIO EN $V_o(t)$ ENTONCES SE DEFORMA LA SEÑAL



Ejem. para el 741
$SR = 0.5\ V/\mu s.$

$$\left.\frac{d}{dt}V_o(t)\right|_{MAX} = SR \qquad \frac{d}{dt}V_o(t) \leq SR$$

Velocidad de cambio de $V_o(t)$ está limitada

Por lo que para una señal cuadrada:

Estrictamente, la pendiente del flanco positivo y del negativo son diferentes pero únicamente se especifica una pendiente para ambos casos

- El efecto de la velocidad de respuesta es el de deformar la señal de salida.
- El efecto de la velocidad de respuesta es mucho más notorio para ganancias unitarias.

Configuración retroalimentada de ganancia unitaria.

Para una configuración de ancho de banda de ganancia unitaria es el mayor ancho de banda que se puede lograr con un amp. operacional y es por eso que en esa configuración los efectos de la velocidad de respuesta son mucho más pronunciados.

ENTRE MAYOR GANANCIA DE LA CONFIGURACIÓN MENOR ANCHO DE BANDA.

EL PEOR DE LOS CASOS (PARA UN AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN) ES CUANDO $R_g \to \infty$, Y $G_1 = 1$.

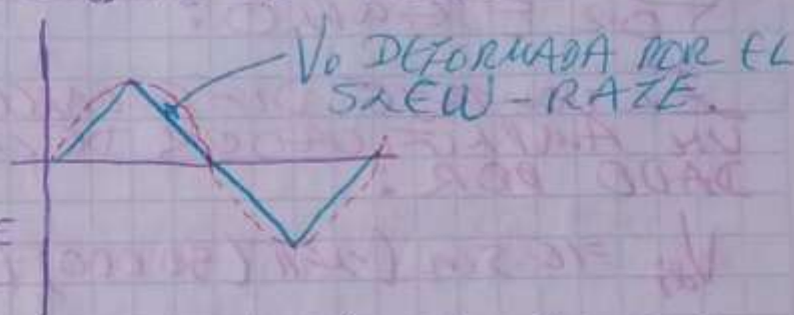
PARA UNA ENTRADA SENOIDAL:

$$V_{di} = A \sin(2\pi f t) \text{ [V]}$$

IDEALMENTE

$$V_0 = A \sin(2\pi f t)$$

PERO EL EFECTO DE LA VELOCIDAD DE RESPUESTA



EN EL CASO DE QUE UNA SEÑAL SENOIDAL

LA VELOCIDAD DE RESPUESTA IMPLICA QUE:

$$\frac{d}{dt} V_o(t) \leq SR \text{ [V/µs]}$$

$$\frac{d}{dt}\left(A \sin(2\pi f t)\right) \leq SR$$

EL PEOR CASO (EL MÁS RESTRICTIVO) PARA:

$$\cos(2\pi f t) = 1 \Rightarrow A(2\pi f) \leq SR.$$

COMO UNA SENOIDAL TIENE DOS PARÁMETROS (SIN TOMAR EN CUENTA LA FASE): AMPLITUD Y FRECUENCIA QUE SE VEN LIMITADOS POR EL SLEW-RATE.

PARA UNA FRECUENCIA FIJA, SE TIENE QUE:

$$A(2\pi f) \leq SR \Rightarrow \boxed{A \leq \frac{SR}{2\pi f}}$$

OJO AMPLITUD

ES DECIR SE LLEGA A LIMITAR LA AMPLITUD DE LA SEÑAL DE SALIDA PARA CONSERVAR LA FRECUENCIA.

PARA UNA AMPLITUD MÁXIMA DETERMINADA ENTONCES LA FRECUENCIA SE TIENE QUE LIMITAR.

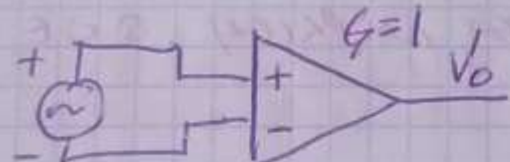
$$A(2\pi f) \leq SR \Rightarrow \boxed{f \leq \frac{SR}{2\pi A}}$$

OJO FRECUENCIA

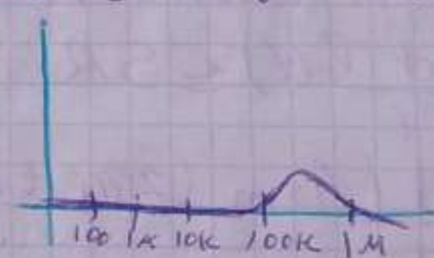
POR EJEMPLO:

EL VOLTAJE DIFERENCIAL DE ENTRADA A UN AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN ESTÁ DADO POR:

$$V_{di} = 10 \sin(2\pi(50000)t) \ [V]$$



RESPUESTA EN FRECUENCIA



PARA EL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN SE TIENE UNA VELOCIDAD DE RESPUESTA TÍPICA DE:

$$SR = 7 \ V/\mu s$$

ES DECIR SE TIENEN DOS POSIBLES RESPUESTAS

PROVEEDOR

$$A_S \leq \frac{SR}{2\pi F} = \frac{7\times10^{6}}{2\pi\,(50\times10^{3})} = \frac{7}{\pi}\times10^{1} = 22.28\ V$$

PROPUESTA

$$\boxed{A_S \leq 22.28\ V}$$

PARA EL EJEMPLO $A_S = 10\ V$ POR LO QUE NO HAY PROBLEMAS.

PROVEEDOR

$$f \leq \frac{SR}{2\pi A} = \frac{7\times10^{-6}}{2\pi\,(10)} \leq 111\,408\ (Hz)$$

PROPUESTA.

$$\boxed{f \leq 111\,408\ Hz}$$

SE PUEDE OBSERVAR QUE PARA EL EJEMPLO NO HAY PROBLEMAS PARA QUE LA SALIDA DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN SIGA A LA SEÑAL DE SALIDA.

SI UTILIZAMOS OTRO AMPLIF. DE INSTRUM. COMÚN $SR = 1\ V/\mu s$ PARA LA MISMA SEÑAL DE ENTRADA:

$$A \leq \frac{1\times10^{6}}{2\pi\,(50\times10^{3})} = 3.1\ V$$

$$f \leq \frac{1\times10^{6}}{2\pi\,(10)} = 15915\,[Hz]$$

– PARÁMETRO DE CA:

* RUIDO:

SE CONSIDERA AL RUIDO COMO UNA SEÑAL NO DESEADA QUE PUEDE TENER VARIOS ORÍGENES O FUENTES:

– RUIDO EXTERNO: EL PROVOCADO POR LA INTERACCIÓN DEL MEDIO AMBIENTE Y EL DISPOSITIVO: ACOPLAMIENTO CAPACITIVO, ACOPLAMIENTO INDUCTIVO, RUIDO EN LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN Y ENTRADAS AL SISTEMA.

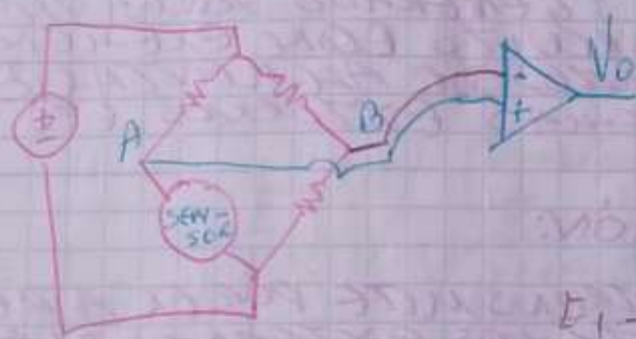
– RUIDO INTERNO: ES EL PROVOCADO POR EL FUNCIONAMIENTO DEL PROPIO SISTEMA.

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

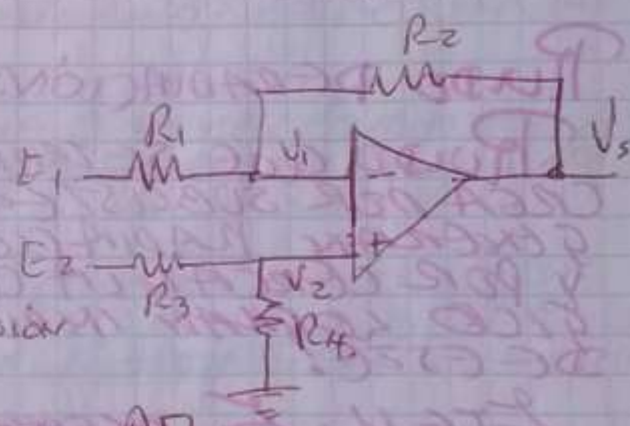
AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

DADO QUE LA MAYORÍA DE LOS PUENTES (WHEATSTONE) SE ALIMENTA CON UNA FUENTE DE TENSIÓN O DE CORRIENTE QUE TIENE UNA TERMINAL PUESTA A TIERRA, EL AMPLIFICADOR CONECTADO A SU SALIDA NO PUEDE TENER NINGUNA DE SUS TERMINALES DE ENTRADA PUESTAS A TIERRA.

UN CIRCUITO MUY SIMPLE DE UN AMP. DIFERENCIAL ES EL SIG:



LAS PROPIEDADES SE EXPRESAN EN FUNCIÓN DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL



DONDE E_c ES LA TENSIÓN DE MODO COMÚN

LA TENSIÓN DE SALIDA DEL AD ES:

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1}E_1 + \left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)E_2 \quad \text{---} \; (3)$$

$$E_a = E_2 - E_1 \quad \text{---} \; (1)$$

$$E_c = \frac{E_1 + E_2}{2} \quad \text{---} \; (2)$$

AL SUSTITUIR LAS EC. 1 y 2 EN 3 SE OBTIENE

$$V_s = G_c E_c + G_D E_d$$

$$V_s = G_c E_c + G_D E_d$$

RUIDO:

- EXTERNO
- INTERNO

RUIDO EXTERNO:

- DEBIDO A LA INTERACCIÓN CON EL MEDIO AMBIENTE (EXTERIOR) SE TIENE RUIDO POR CONDUCCIÓN: GENERADO POR LA INTERCONEXIÓN DEL CIRCUITO CON ELEMENTOS EXTERNOS, FUENTES DE ALIMENTACIÓN, TIERRA, SUBSISTEMAS EXTERNOS, ETC

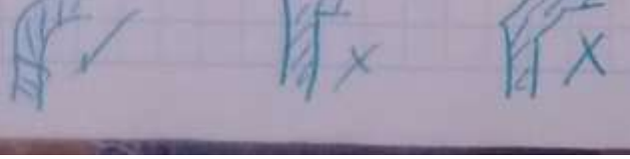
RUIDO DE RADIACIÓN:

RUIDO QUE SE TRANSMITE POR EL AIRE, SE CREA POR SUBSISTEMAS EXTERNOS QUE GENERAN RADIACIÓN ELECTROMAGNÉTICA Y POR CERCANÍA CON EL CIRCUITO ANALÓGICO LOGRAN INDUCIR VOLTAJES DENTRO DE ESTE.

EJEM: EL EFECTO DE CIRCUITOS DIGITALES, FUENTES CONMUTADAS, TEL. CELULARES, SEÑALES DE RADIO Y TV, LUCES FLUORECENTES, ETC.

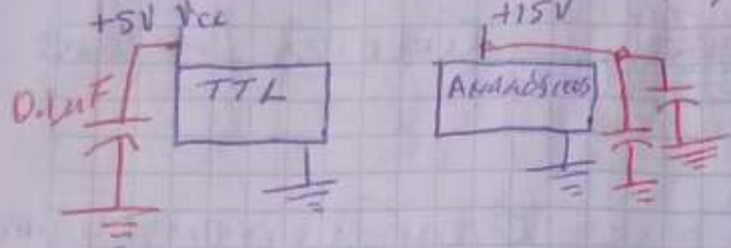
EL RUIDO EXTERNO SE PUEDE MINIMIZAR SU EFECTO SOBRE EL CIRCUITO POR MEDIO DE CIERTAS TÉCNICAS DE DISEÑO:

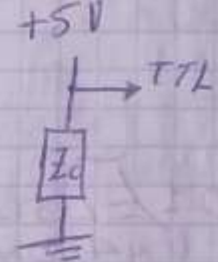
- CIRCUITO IMPRESO
  - ALEJAR LOS COMPONENTES DE POTENCIA
  - ALEJAR LO DIGITAL DE LO ANALÓGICO
  - UTILIZAR UN "BUEN" MATERIAL DE SUSTRATO AL CIRCUITO IMPRESO:
    FENÓLICA, FIBRA DE VIDRIO, ETC.
  - DISEÑO DE PISTAS:



• SEPARACIÓN DE TIERRAS.

– ALEJAR LA TIERRA DIGITAL DE LA ANALÓGICA



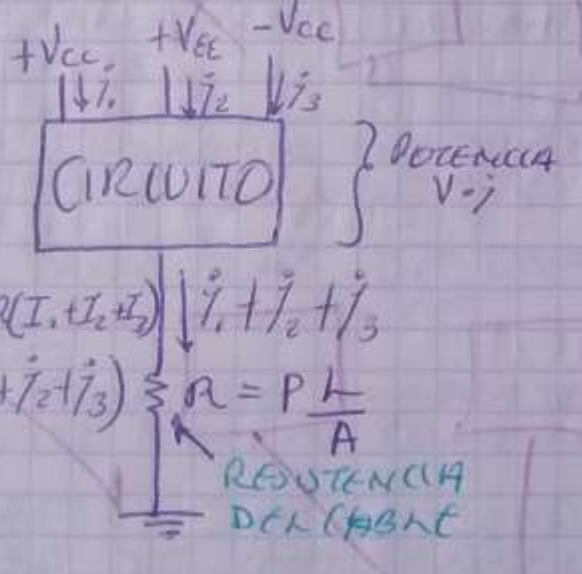


$$Z_c = \frac{1}{j\omega C}$$

PARA CD: $\omega = 0 \Rightarrow Z_c \to \infty$

PARA ALTAS FRECUENCIAS Z_c DECRECE Y SE CREA UNA TRAYECTORIA A TIERRA PARA EL RUIDO DE ALTA FRECUEN

• AL UTILIZARSE UN CAPACITOR DE DESACOPLO DE UNA CAPACITANCIA PEQUEÑA, LO QUE SE BUSCA ES ELIMINAR RUIDO DE ALTA ~~FRECUENCIA~~ FRECUENCIA.



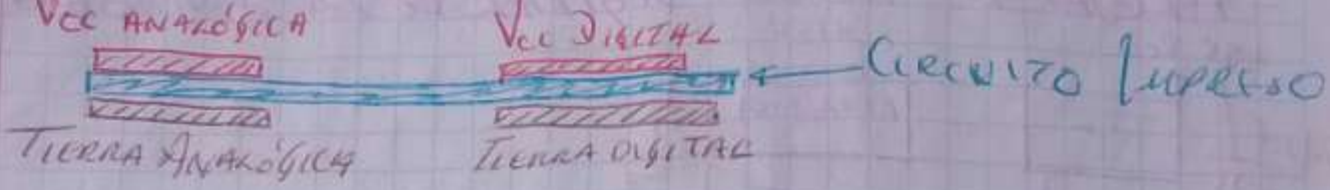
$V_T - 0 = R(I_1 + I_2 + I_3)$

$V_T = R(i_1 + i_2 + i_3)$

$R = \rho \frac{L}{A}$

EN EL CIRCUITO IMPRESO

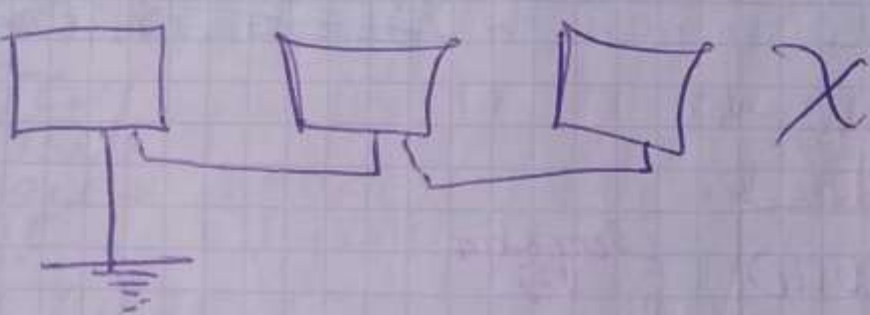
CORRECTO

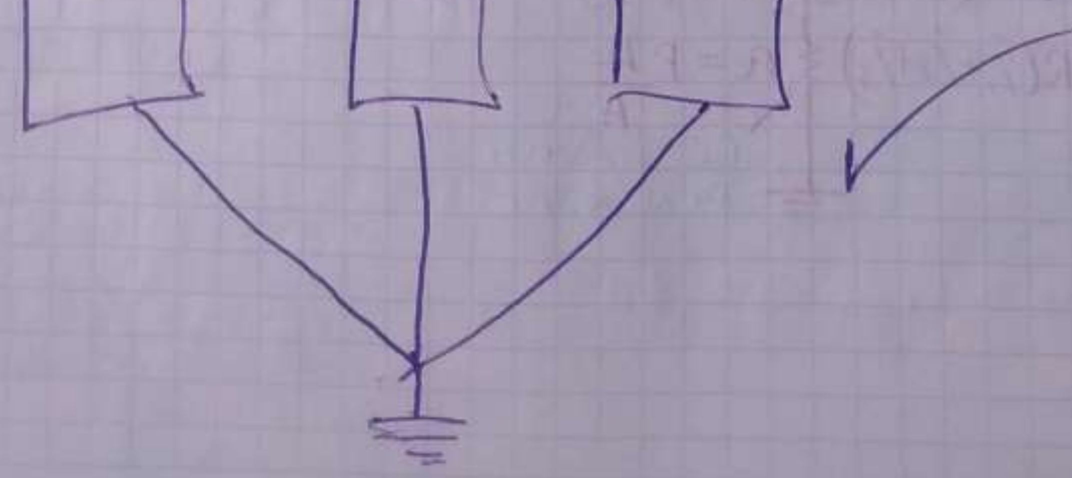


INCORRECTO

Ó QUE SE DÉ UN TRASLAPE ENTRE Vcc DIGITAL Y TIERRA ANALÓGICA

- TIERRA EN UN SÓLO PUNTO: EL SISTEMA DE TIERRA DEBE SER UNA CONEXIÓN EN ESTRELLA.





RUIDO INTERNO

- MAGNITUD: VALOR EFICAZ (RMS)

$$X_n = \left[\frac{1}{T}\int_0^T x_n^2(t)\,dt\right]^{1/2}$$

DONDE: $X_n(t)$ ES LA SEÑAL DE RUIDO.

- TAMBIEN SE MANEJA EL PROMEDIO CUADRÁTICO

$$X_n^2 = \left[\frac{1}{T}\int_0^T x_n^2(t)\,dt\right]$$

FISICAMENTE X_n^2 RESPUESTA LA POTENCIA PROMEDIO DISIPADA EN UNA RESISTENCIA DE 1Ω

$$P = V \cdot i = \frac{V^2}{R} = \frac{V^2}{1\Omega} = V^2 \quad ; R = 1\Omega$$

- UNA SEÑAL DE RUIDO PUEDE SER UN VOLTAJE O UNA CORRIENTE

E_n = VALOR RMS DE UNA SEÑAL DE RUIDO DE VOLTAJE

E_n^2 = PROMEDIO CUADRÁTICO DE LA SEÑAL DE RUIDO DE VOLTAJE

I_n = VALOR RMS DE UNA SEÑAL DE RUIDO DE CORRIENTE

I_n^2 = PROMEDIO CUADRÁTICO DE LA SEÑAL DE RUIDO DE LA CORRIENTE

LA PRESENCIA DE RUIDO DEGRADA LA CALIDAD DE UNA SEÑAL

QUE TANTO SE VE AFECTADA LA SEÑAL SE MIDE POR LA RELACIÓN SEÑAL A RUIDO

$$SNR = 20 \log\left(\frac{X_s}{X_n}\right) [dB]$$

DONDE: X_s ES EL VALOR RMS DE LA SEÑAL

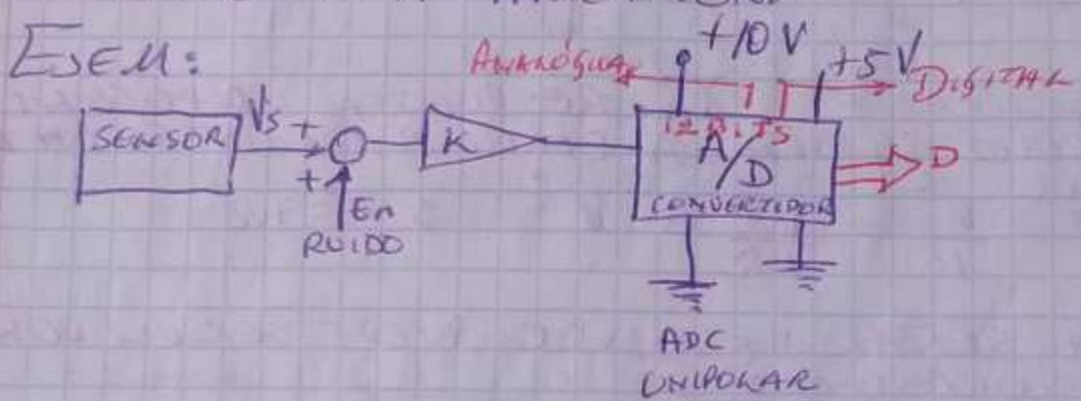
X_n ES EL VALOR RMS DEL RUIDO

SE QUIERE QUE LA MAGNITUD RMS DEL RUIDO SEA MUCHO MENOR QUE LA MAGNITUD RMS DE LA SEÑAL.

ESTO IMPLICA QUE SE REQUIERE UN SNR LO MAS GRANDE POSIBLE.

- LA CANTIDAD DE RUIDO ACEPTABLE DEPENDE DE LA APLICACIÓN.

EJEM:

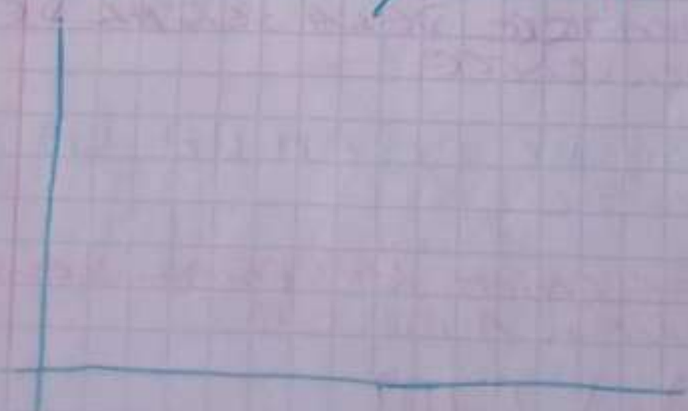


$$\text{RESOLUCIÓN} = \frac{10V}{2^{12}-1} = 2.4420mV = LSB$$

ERROR DE CUANTIZACIÓN

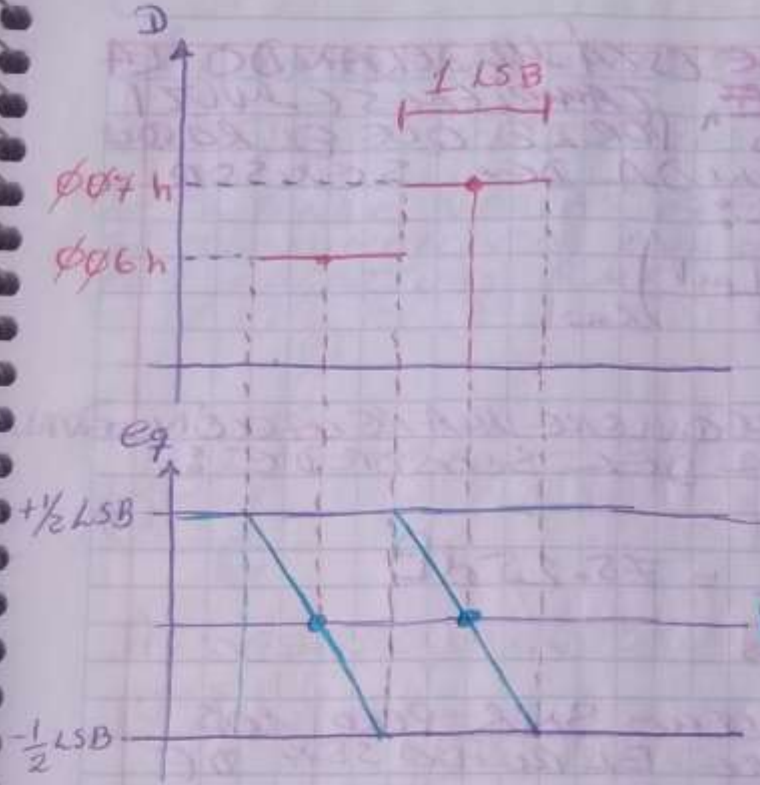
$$e_q = \frac{\pm 1 LSB}{2} = \frac{\pm 2.4420mV}{2} = \pm 1.221 mV$$

DE FORMA GRÁFICA



SIGUE

DE FORMA GRÁFICA



Eq TIENE UNA FORMA DE DIENTE DE SIERRA

TOMANDO EN CUENTA A e_q, EL RUIDO MÁXIMO QUE PODEMOS PERMITIR TIENE UNA AMPLITUD MENOR A $\frac{1}{2}$ LSB.

POR EJEM, SI LA AMPLITUD MÁXIMA DE LA SEÑAL DE SALIDA DEL SENSOR FUERA 10 V Y TOMANDO A X_n MÁXIMO COMO 1.221 mVRMS

$K = L$

LA RELACIÓN SEÑAL A RUIDO DE LA SALIDA DEL SENSOR SERÍA:

$20\log(\ ) =$

$$SNR = \frac{\left(\frac{10}{\sqrt{2}}\right)_{RMS}}{(1.221\,mV)_{RMS}} = 5.7912 \times 10^3 = 75.25\,dB$$

$\frac{V_s}{X_n}$

LA MAYORÍA DE SENSORES TIENEN UNA AMPLITUD DE SALIDA PEQUEÑA, POR EJEM SI V_s TUVIERA UN RANGO MÁXIMO DE 10 mV.

$K = 1000$

DE LA FORMA EN QUE SE ESTÁ MODELANDO LA SEÑAL DE RUIDO, E_n TAMBIEN SE MULTIPLICARIA POR 1000 POR LO QUE EL RUIDO MÁXIMO A LA SALIDA DEL SENSOR TENDRIA QUE SER:

$$E_n\Big|_{maximo} = \left(\frac{1.221\,\mu V}{1000}\right)_{RMS}$$

ES DECIR QUE SE REQUIERE UNA RELACIÓN SEÑAL A RUIDO A LA SALIDA DEL SENSOR DE:

$$SNR = \frac{\left(\frac{10\times10^{-3}}{\sqrt{2}}\right)_{RMS}}{\left(\frac{1.221\,\mu V}{1000}\right)_{RMS}} = 75.25\,dB$$

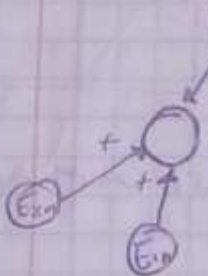
SE MANEJA EL MISMO SNR, PERO LOS REQUERIMIENTOS SOBRE EL RUIDO SON DE $1.221\,\mu V$

RUIDO INTERNO

* AL SER ALEATORIO SE DESCRIBE POR SU VALOR RMS

$\underbrace{E_N}_{\text{VOLTAJES}}$ O $\underbrace{I_n}_{\text{CORRIENTES}}$

* AL TENER VARIAS FUENTES DE RUIDO, ESTAS SE COMBINAN EN UNA SOLA SEÑAL, QUE TIENE UNA MAGNITUD RMS:



$\longrightarrow E_n \leftarrow e_n(t).$

$$E_n^2 = \frac{1}{T}\int_0^T \underbrace{\left[e_{1n}(t) + e_{2n}(t) + \dots\right]^2}_{\text{LA SUMATORIA DE LA SEÑAL DE RUIDO}} dt$$

AL DESARROLLARLO:

$$E_n^2 = \frac{1}{T}\int_0^T \left[e_{1n}^2(t) + e_{2n}^2(t) + \dots \text{TÉRMINOS CRUZADOS}\right] dt$$

EJEM: $l = 2$

$$E_n^2 = \frac{1}{T}\int_0^T \left(e_{1n}^2(t) + e_{2n}^2(t) + 2\,e_{1n}(t)\,e_{2n}(t)\right) dt$$

$$E_n^2 = E_{1n}^2 + E_{2n}^2 + \frac{2}{T}\int_0^T \underbrace{e_{1n}(t)\,e_{2n}(t)}_{\text{TÉRMINOS CUADRADOS.}} dt$$

RECORDANDO QUE LAS SEÑALES DE RUIDO SON ALEATORIAS, CON PROMEDIO (VALOR ESPERADO) IGUAL A CERO

EL TÉRMINO:

$$\frac{2}{T}\int_0^T e_{1n}(t)\,e_{2n}(t)\,dt = 0$$

SI LAS DOS SEÑALES DE RUIDO NO TIENEN CORRELACIÓN.

ES DECIR.

$$E_n^2 = E_{1n}^2 + E_{2n}^2$$

Y DE FORMA GENERAL PARA, l FUENTES DE RUIDO.

$$E_n^2 = E_{1n}^2 + E_{2n}^2 + \ldots + E_{ln}^2$$

ES DECIR QUE LAS SEÑALES DE RUIDO SE SUMAN CUADRÁTICAMENTE.

ESPECTROS DE RUIDO

AL DEFINIR EL CUADRADO DE LA MAGNITUD RMS DE UNA SEÑAL DE RUIDO:

$$X_n = \left[\frac{1}{T}\int_0^T X_n^2(t)\,dt\right]^{1/2} \qquad X_n: \text{MAGNITUD RMS}$$

POR LO QUE:

$$X_n^2 = \frac{1}{T}\int_0^T X_n^2(t)\,dt$$

EL SIGNIFICADO FÍSICO DE X_n^2 IMPLICA LA POTENCIA PROMEDIO QUE LA SEÑAL DE RUIDO DISIPADA EN UNA RESISTENCIA DE $1\,\Omega$

(QUE ES EXACTAMENTE EL MISMO SIGNIFICADO DEL CUADRADO DE UNA MAGNITUD RMS DE UNA SEÑAL DE CORRIENTE ALTERNA).

$P = V(t) \cdot i(t)$: INSTANTÁNEA

$= \frac{V^2(t)}{R} = R\, i^2(t)$

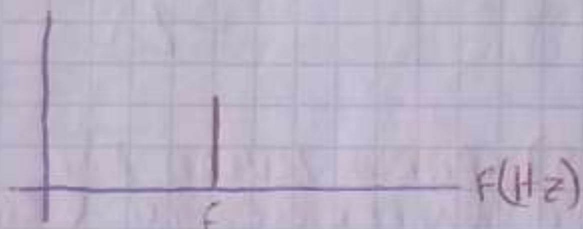
POTENCIA PROMEDIO

$P = V_{RMS} \cdot I_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{R} = R I_{RMS}^2$

PARA $R = 1\Omega$

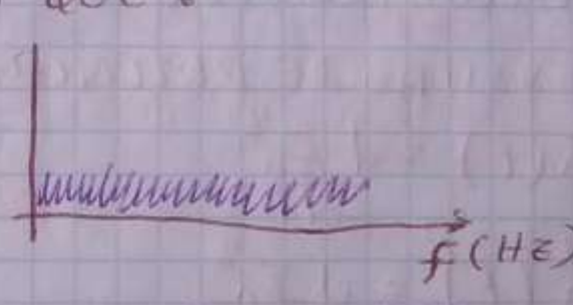
$P = \frac{V_{RMS}^2}{1\Omega} = I_{RMS}^2 (1\Omega)$

SI VEMOS EL ESPECTRO DE LA SEÑAL DE CORRIENTE ALTERNA:



ES DECIR QUE TODA LA POTENCIA ESTÁ CONCENTRADA EN UNA FRECUENCIA.

CUANDO CONSIDERAMOS A UNA SEÑAL DE RUIDO SE TIENE LA DIFERENCIA QUE:



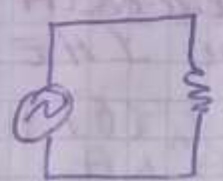
ES DECIR QUE LA POTENCIA DE UNA SEÑAL DE RUIDO ESTÁ DISTRIBUIDA EN UNA BANDA DE FRECUENCIAS
DEBIDO A ESTA DISTRIBUCIÓN DE LA POTENCIA EN LA FRECUENCIA SE DEFINE:

DENSIDAD DE POTENCIA DE RUIDO $\left\{ \begin{array}{l} e_n^2(f) \\ i_n^2(t) \end{array} \right.$

DONDE:

$e_n^2(f) = \frac{d}{df} E_n^2 \left[\frac{V^2}{Hz} \right]$

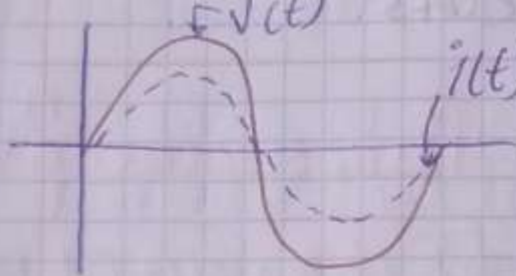
$i_n^2(f) = \frac{d}{df} I_n^2 \left[\frac{A^2}{Hz} \right]$



$$P = v(t)\cdot i(t) \text{ : INSTANTÁNEA}$$

$$= \frac{v^2(t)}{R} = R\, i^2(t)$$

POTENCIA PROMEDIO

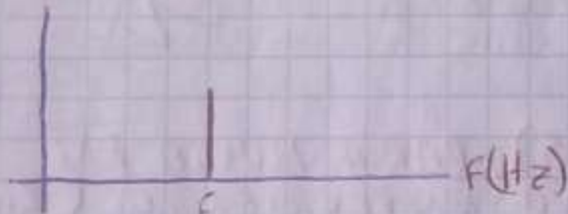


$$P = V_{rms}\cdot I_{rms} = \frac{V_{rms}^2}{R} = R I_{rms}^2$$

PARA $R = 1\Omega$

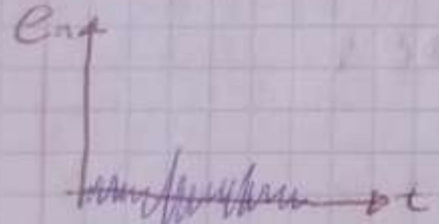
$$P = \frac{V_{rms}^2}{1\Omega} = I_{rms}^2 (1\Omega)$$

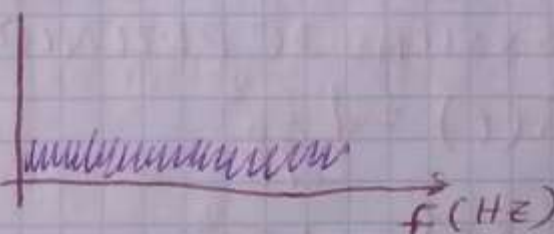
SI VEMOS EL ESPECTRO DE LA SEÑAL DE CORRIENTE ALTERNA:



ES DECIR QUE TODA LA POTENCIA ESTÁ CONCENTRADA EN UNA FRECUENCIA.

CUANDO CONSIDERAMOS A UNA SEÑAL DE RUIDO SE TIENE LA DIFERENCIA QUE:





ES DECIR QUE LA POTENCIA DE UNA SEÑAL DE RUIDO ESTÁ DISTRIBUIDA EN UNA BANDA DE FRECUENCIAS + DEBIDO A ESTA DISTRIBUCIÓN DE LA POTENCIA EN LA FRECUENCIA SE DEFINE:

DENSIDAD DE POTENCIA DE RUIDO $\begin{cases} e_n^2(f) \\ i_n^2(t) \end{cases}$

DONDE:

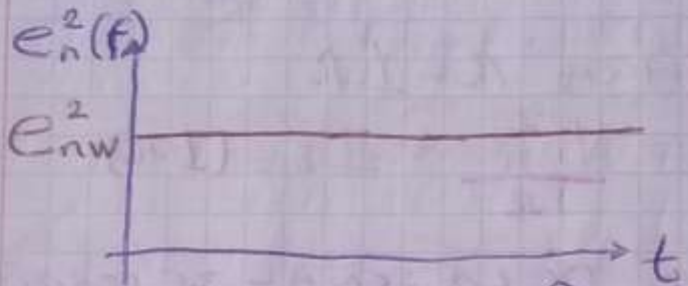
$$e_n^2(f) = \frac{d}{df} E_n^2 \left[\frac{V^2}{Hz}\right]$$

$$i_n^2(f) = \frac{d}{df} I_n^2 \left[\frac{A^2}{Hz}\right]$$

FISICAMENTE, LA DENSIDAD DE POTENCIA DE RUIDO REPRESENTA LA POTENCIA PROMEDIO DE RUIDO POR UNIDAD DE FRECUENCIA (POTENCIA DE RUIDO EN UN ANCHO DE BANDA DE 1 HZ]

CUANDO SE GRAFICA $e_n^2(f)$ ó $i_n^2(f)$ CON RESPECTO A LA FRECUENCIA SE INDICA LA DISTRIBUCIÓN DE LA POTENCIA PROMEDIO PARA CIERTO RANGO DE FRECUENCIAS.

EJEM:



RUIDO BLANCO

RUIDO:

- DESCRIPCIÓN POR X_n(RMS), PARA RUIDO EN VOLTAJE (E_n) Y PARA RUIDO EN CORRIENTE (I_n)
- EL PROMEDIO DEL CUADRÁTICO: E_n^2, I_n^2 (POTENCIA PROMEDIO EN UNA RESISTENCIA DE 1Ω)
- DENSIDAD DE POTENCIA DE RUIDO:

$$e_n^2(f) = \frac{d E_n^2}{df}$$

$$i_n^2(f) = \frac{d I_n^2}{df}$$

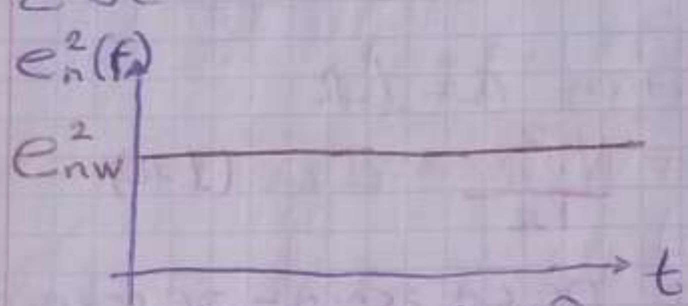
CLASIFICACIÓN DE RUIDO INTERNO:

1) RUIDO SHOTTKY
2) RUIDO TÉRMICO
3) RUIDO DE FLICKER
4) " " BURST
5) " " ABALANCHA

FISICAMENTE, LA DENSIDAD DE POTENCIA DE RUIDO REPRESENTA LA POTENCIA PROMEDIO DE RUIDO POR UNIDAD DE FRECUENCIA (POTENCIA DE RUIDO EN UN ANCHO DE BANDA DE 1 HZ]

CUANDO SE GRAFICA $e_n^2(f)$ Ó $i_n^2(f)$ CON RESPECTO A LA FRECUENCIA SE INDICA LA DISTRIBUCIÓN DE LA POTENCIA PROMEDIO PARA CIERTO RANGO DE FRECUENCIAS.

EJEM:



RUIDO BLANCO

RUIDO:

- DESCRIPCIÓN POR $X_n(RMS)$, PARA RUIDO EN VOLTAJE (E_n) Y PARA RUIDO EN CORRIENTE (I_n)
- EL PROMEDIO DEL CUADRÁTICO: $\overline{E_n^2}$, $\overline{I_n^2}$ (POTENCIA PROMEDIO EN UNA RESISTENCIA DE 1Ω)
- DENSIDAD DE POTENCIA DE RUIDO:

$$e_n^2(f) = \frac{d\,\overline{E_n^2}}{df}$$

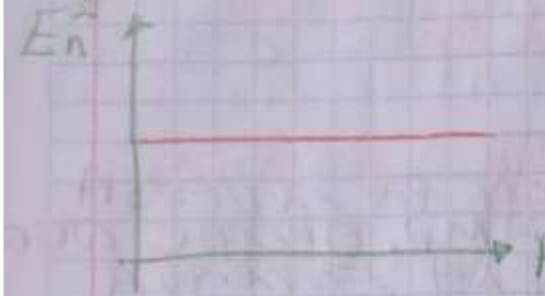
$$i_n^2(f) = \frac{d\,\overline{I_n^2}}{df}$$

CLASIFICACIÓN DE RUIDO INTERNO:

1) RUIDO SHOTTKY
2) RUIDO TERMICO
3) RUIDO DE FLICKER
4) " " BURST
5) " " ABALANCHA

1.- RUIDO SHOTTKY ó RUIDO CUANTICO

TIENE UNA DENSIDAD DE POTENCIA DE RUIDO CTE (RUIDO BLANCO)



ES PRODUCIDO POR FLUCTUACIONES EN EL MOVIMIENTO DE CARGAS EN UN CONDUCTOR

SIEMPRE ESTA ASOCIADO A UNA CORRIENTE POR LO QUE SI NO HAY CORRIENTE EN UN CONDUCTOR, NO HAY RUIDO SHOTTKY.

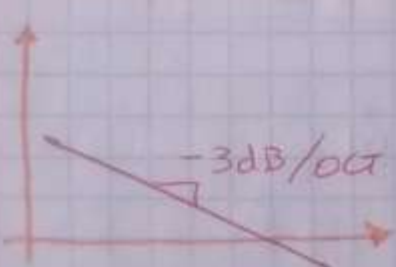
2.- RUIDO TERMICO

PRODUCIDO POR UNA AGITACION DE LOS ELECTRONES EN UN CONDUCTOR. EL CALOR DESORDENA LA RESPUESTA DE LOS ELECTRONES A UN POTENCIAL APLICADO Y AÑADE UNA COMPONENTE ALEATORIA AL MOVIMIENTO. EL RUIDO TERMICO SOLO DEJA DE OCURRIR EN EL CERO ABSOLUTO

TIENE UNA DENSIDAD DE POTENCIA UNIFORME (RUIDO BLANCO)

3.- RUIDO FLICKER ó RUIDO 1/F

- ESTA PRESENTE EN TODOS LOS COMPONENTES ACTIVOS Y EN ALGUNOS PASIVOS.
- SE ASOCIA CON LAS IMPERFECCIONES DE LA ESTRUCTURA CRISTALINA DE LOS SEMICONDUCTORES Y RESISTENCIA DE CARBONO



1.- RUIDO SHOTTKY Ó RUIDO CUANTICO

TIENE UNA DENSIDAD DE POTENCIA DE RUIDO CTE (RUIDO BLANCO).

ES PRODUCIDO POR FLUCTUACIONES EN EL MOVIMIENTO DE CARGAS EN UN CONDUCTOR.
SIEMPRE ESTA ASOCIADO A UNA CORRIENTE POR LO QUE SI NO HAY CORRIENTE EN UN CONDUCTOR, NO HAY RUIDO SHOTTKY.

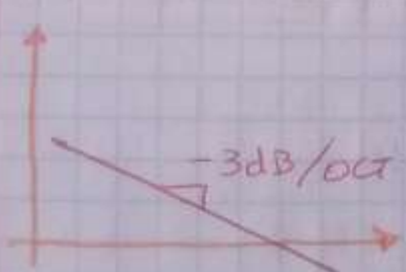
2.- RUIDO TERMICO

PRODUCIDO POR UNA AGITACIÓN DE LOS ELECTRONES EN UN CONDUCTOR. EL CALOR DESORDENA LA RESPUESTA DE LOS ELECTRONES A UN POTENCIAL APLICADO Y AÑADE UNA COMPONENTE ALEATORIA AL MOVIMIENTO. EL RUIDO TERMICO SOLO DEJA DE OCURRIR EN EL CERO ABSOLUTO

TIENE UNA DENSIDAD DE POTENCIA UNIFORME (RUIDO BLANCO)

3.- RUIDO FLICKER Ó RUIDO 1/F

- ESTA PRESENTE EN TODOS LOS COMPONENTES ACTIVOS Y EN ALGUNOS PASIVOS.
- SE ASOCIA CON LAS IMPERFECCIONES DE LA ESTRUCTURA CRISTALINA DE LOS SEMICONDUCTORES Y RESISTENCIA DE CARBONO



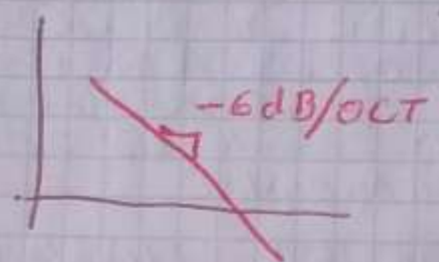
*

4) RUIDO DE BURST

- CARACTERIZADO POR PULSOS DISCRETOS DE ALTA FRECUENCIA.
- TIENE UNA DENSIDAD DE POTENCIA CARACTERIZADA POR $\frac{1}{F^2}$ (-6dB/OCT)

5) - RUIDO DE ABALANCHA

- CREADA POR LA POLARIZACIÓN EN INVERSA DE UNIÓN PN. OCURRE EN AMP. OPERAC. QUE TIENEN DIODOS ZENER A LA ENTRADA
- TIENENEN UNA DENSIDAD DE POTENCIA CARACTERIZTICA POR $\frac{1}{F^2}$ (-6dB/OCT)

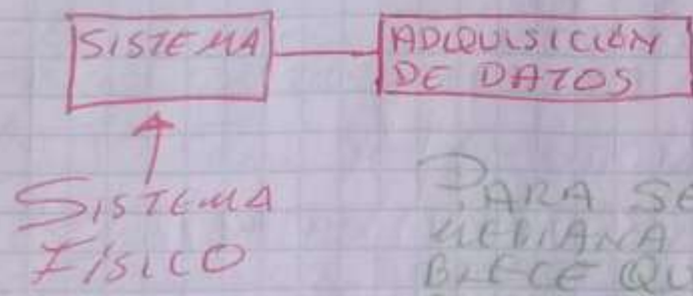


PARCIAL HASTA AQUÍ

FILTRADO

PARA UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS, SE CONSIDERA QUE LAS SEÑALES QUE SE QUIEREN MEDIR/CAPTURAR SON DE BAJA A MEDIANA FRECUENCIA

CD — 100's KHz (ALREDEDOR DE 1 MHz)



PARA SEÑALES DE BAJA A MEDIANA FRECUENCIA, SE ESTABLECE QUE EL FILTRADO SE PUEDE REALIZAR DE DOS FORMAS:

- FILTRADO PASIVO
- FILTRADO ACTIVO ← LO MÁS COMÚN EN SISTEMAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS.

CARACTERÍSTICAS	ACTIVOS	PASIVOS
- CONFIGURACIÓN	: AMP OP + R + + C	• RLC
IMPLEMENTACIÓN	FÁCIL	COMPLICADA
PÉRDIDAS	CASI NULAS	- INDUCTORES GDES CON PÉRDIDAS
COSTO	MEDIO	CAROS POR LOS INDUCT.

FILTROS:

ACTIVOS => FRECUENCIAS BAJAS — MEDIAS

CD — 1–10 MHz.

SON MAS EFICIENTES QUE PASIVOS,

- SE EVITAN LAS INDUCTANCIAS DE LOS FILTROS PASIVOS (RLC)

INDUCTOR =
- RESISTENCIA EN LA BOBINA
- ACOPLAMIENTO MAGNÉTICO
- PESO/VOLUMEN/COSTO
- DISIPASIÓN DE POTENCIA

- MENOS SENSIBILIDAD A CAMBIOS PARAMÉTRICOS

FILTRO ACTIVO:

ETAPAS DE 2° ORDEN P/NA
ETAPA DE 1° AL INICIO SEGUN IMPAR.

PUEDEN TENER CIERTA GANANCIA

DISEÑO DE FILTROS

- ESPECIFICACIONES DEL COMPORTAMIENTO EN FRECUENCIA DEL FILTRO (PLANTILLA DEL DISEÑO)

APROXIMACIÓN:

- NOS DA UNA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA PARTIENDO DE LA PLANTILLA DE DISEÑO
- EN EL DISEÑO CLÁSICO DE FILTROS, SE OBTIENE UNA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA NORMALIZADA.

$H(S_n)$: FUN. DE TRANSF. NORMALIZADA:

- PASO BAJAS
- FRECUENCIA DE CORTE 1 RAD/S

- EN EL DISEÑO CLÁSICO SE REQUIERE DESNORMALIZAR EL FILTRO:

- CAMBIO DE COMPORTAMIENTO EN FRECUENCIA

PASO BAJAS $\longrightarrow$ PASO ALTAS
" BANDAS
SUPRESOR DE BANDA.

- ESCALAMIENTO DE FRECUENCIA:

$W_c = 1\,RAD/S \longrightarrow W_c$ ARBITRARIA

W_c = FRECUENCIA DE CORTE

AL FINALIZAR LA APROXIMACIÓN SE OBTIENE LA FT = $H(S)$

REALIZACIÓN.

PASAR DE LA FT A UN CIRCUITO ELECTRÓNICO

- AMPLIFICADORES OPERACIONALES
- COMPONENTES RC

} PASAR DE LA FT A UN CTO ELÉCTRICO.

- AUN EL DISEÑO ESTÁ EN PAPEL

IMPLANTACIÓN

- ARMADO DEL CIRCUITO
- PROBLEMAS POR CAMBIOS EN COMPONENTES (R, C)
- " " " EN DINÁMICA DE AMP. OP.

→ ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD

MÉTODO CLÁSICO

- PLANTILLA DE DISEÑO (PASO - BAJAS)

DE FORMA CLÁSICA, LA PLANTILLA SE ESPECIFICA EN ATENUACIÓN:

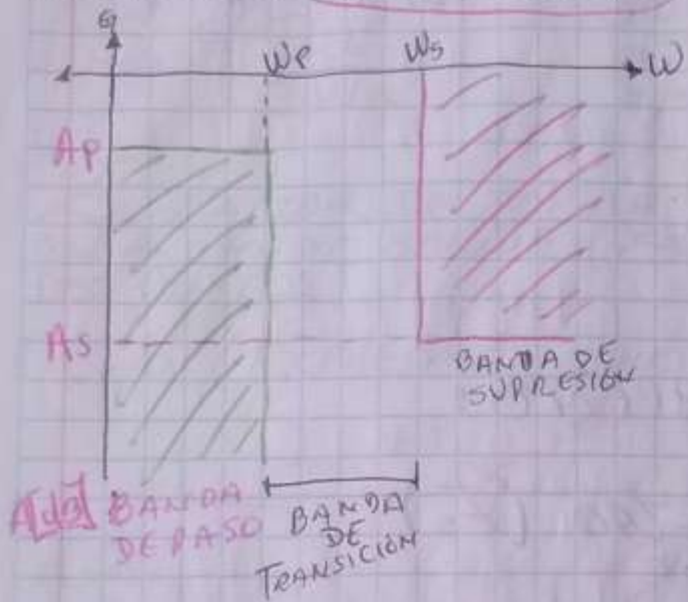
- A_p : ATENUACIÓN MÁXIMA EN LA BANDA DE PASO

NOTA : GANANCIA = - ATENUACIÓN [dB]

$$G_p = -A_p$$

PLANTILLA DE DISEÑO

DE FORMA CLÁSICA SE UTILIZA ÚNICAMENTE UNA PLANTILLA PASO - BAJAS

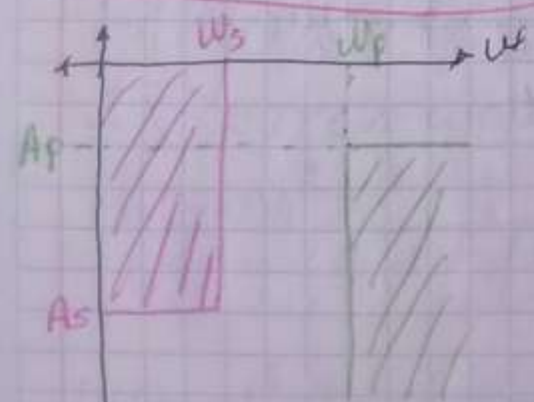


DE FORMA PRÁCTICA, SE ESTABLECE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA POR CUATRO PARÁMETROS:

- W_p = FRECUENCIA DE LA BANDA DE PASO
- W_s = " " " DE SUPRESIÓN
- A_p = ATENUACIÓN MÁXIMA EN LA BANDA DE PASO
- A_s = " MÍNIMA EN LA BANDA DE SUPRESIÓN

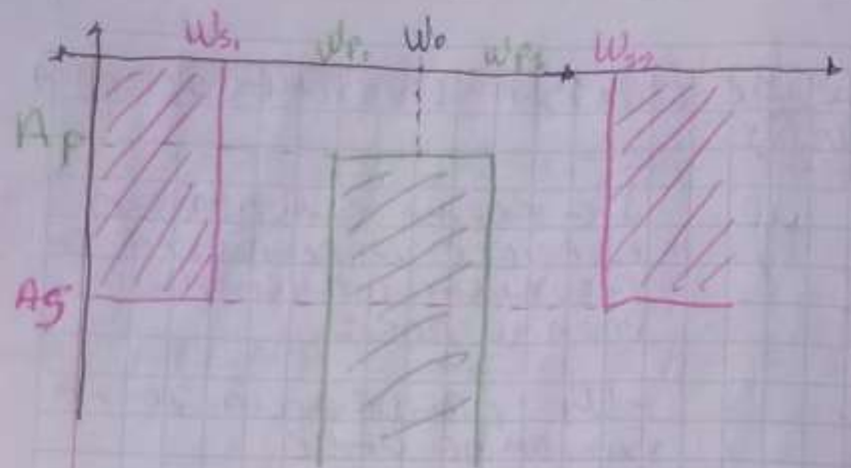
- BANDA DE PASO: RANGO DE FRECUENCIA PARA LAS CUALES NO SE PUEDE TENER UNA ATENUACIÓN MAYOR A Ap.
- BANDA DE SUPRESIÓN: RANGO DE FRECUENCIAS PARA LAS CUALES NO SE PUEDE TENER UNA ATENUACIÓN MENOR A As.
- BANDA DE TRANSICIÓN: RANGO DE FRECUENCIAS ENTRE LA BANDA DE PASO Y LA BANDA DE SUPRESIÓN.

PASO ALTAS.:



W_p, A_p, W_s, A_s

PASO - BANDAS



$w_{p_2}, A_p, w_{s_2}, A_s$

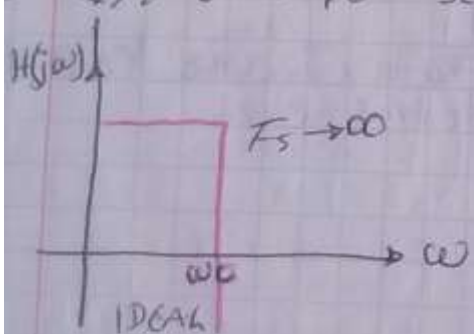
MEDIDAS DE DESEMPEÑO:

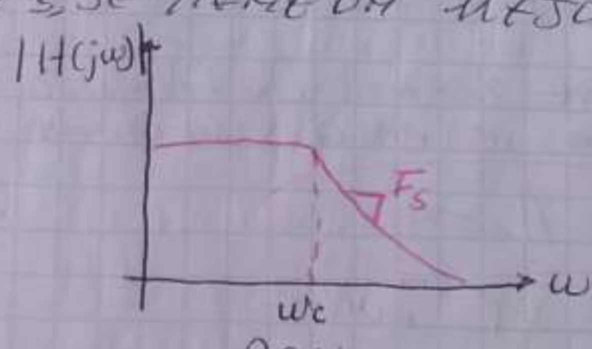
- SELECTIVIDAD DEL FILTRO (F_s)
- FACTOR DE FORMA S_a^b

SE DEFINE LA SELECTIVIDAD DEL FILTRO COMO:

$$F_s \triangleq -\frac{d}{d\omega}|H(j\omega)| \bigg|_{\omega=\omega_c}$$

ENTRE MAYOR SEA F_s, SE TIENE UN MEJOR FILTRO





FACTOR DE FORMA

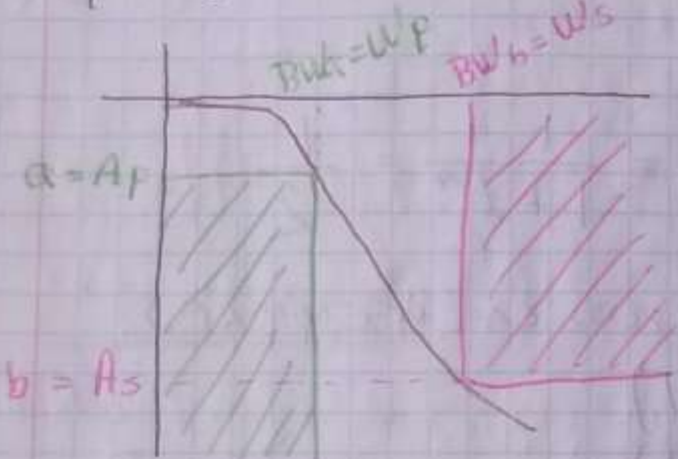
SE DEFINE COMO:

$$S_a^b = \frac{BW_b}{BW_a}$$

BW = ANCHO DE BANDA
a = ATENUACIÓN EN LA BANDA DE PASO
b = " " " DE SUPRESIÓN

EL FACTOR DE FORMA DEFINE LA RAZON ENTRE DOS ANCHOS DE BANDA (FRECUENCIAS) DEFINIDOS POR DOS PUNTOS

a y b (EXPRESADOS COMO ATENUACIONES)



$$S_a^b = \frac{BW_b}{BW_a}$$

NOS DÁ UNA IDEA DE LA BANDA DE TRANSICIÓN

DE FORMA IDEAL, SE LE PIDE AL FACTOR DE FORMA QUE SEA UNITARIO:

$$S_a^b = \frac{BW_b}{BW_a} = 1 \Rightarrow BW_b = BW_a \therefore$$

SE REQUIERE QUE LA BANDA DE TRANSICIÓN SEA NULA.

APROXIMACIONES.

- BUTTERWORTH (ES LA MÁS FÁCIL)

$$|H(jw)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{w}{w_c}\right)^{2N}}$$

DONDE N = ORDEN DEL FILTRO

$H(jw)$ = FUNCIÓN DE TRANSF DEL FILTRO

$|H(jw)|^2$ = LA MAGNITUD CUADRÁTICA DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA.

$$U(S) \rightarrow \boxed{H(j\omega)} \rightarrow Y(S)$$

$$H(j\omega)\Big|_{\omega=\omega_1} = \underbrace{\alpha_1 + j\beta_1}_{\text{NÚMERO COMPLEJO}}$$

$$|H(j\omega)|_{\omega=\omega_1} = \sqrt{(\alpha_1)^2 + (\beta_1)^2}$$

SIMPLIFICANDO NOTACIÓN $|H(j\omega)|^2_{\omega=\omega_1} = \alpha_1^2 + \beta_1^2$

EJEM.

PARA $\omega = \omega_c$

$$|H(j\omega)|^2_{\omega=\omega_c} = \frac{1}{1+\left(\frac{\omega_c}{\omega_c}\right)^{2N}} = \frac{1}{1+1^{2N}} = \frac{1}{2}$$

EXPRESANDO LA MAGNITUD EN DECIBELES.

$$G_{\omega c} = 20\log(|H(j\omega)|)$$
$$= 2(10)\log(|H(j\omega)|)$$
$$= 10\log(|H(j\omega)|^2) \qquad \text{SI } |H(j\omega)|^2 = \frac{1}{2}$$
$$= 10\log\left(\frac{1}{2}\right)$$
$$= 10(-0.3010)$$

$G_{\omega c} = -3.01\,dB$ → USUALMENTE SE TRATA SÓLO DE $-3\,dB$

$$A_{\omega c} = -G_{\omega c} = 3.010\,dB$$

APROXIMACIÓN BUTTER WORTH:

ENCONTRAR LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

- POR TABLAS:

$\boxed{N} \Rightarrow$ FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA NORMALIZADA.

LOCALIZACIÓN DE POLOS.

$\boxed{N, W_c}$:

$$(3+C) = S_c = W_c\, e^{j\pi(2K-1)/2N} \quad ; 1 \leq K \leq 2N \; ; N \text{ PAR}$$

$$S_c = W_c\, e^{j\pi(K-1)/2N} \quad ; 1 \leq K \leq 2N \; ; N \text{ IMPAR}$$

TODOS LOS POLOS TIENEN UNA MISMA MAGNITUD IGUAL A W_c

W_c (FRECUENCIA DE CORTE)

H(S) | H(-S)

POLOS ESTABLES | POLOS INESTABLES

EJEM. SE REQUIERE DE UN FILTRO BUTTERWORTH, CON UNA FRECUENCIA DE PASO EN:

$f_p = 3000$ Hz

Y UNA FRECUENCIA DE SUPRESIÓN DE: $f_s = 7000$ Hz

LA ATENUACIÓN MÁXIMA EN LA BANDA DE PASO ES DE:

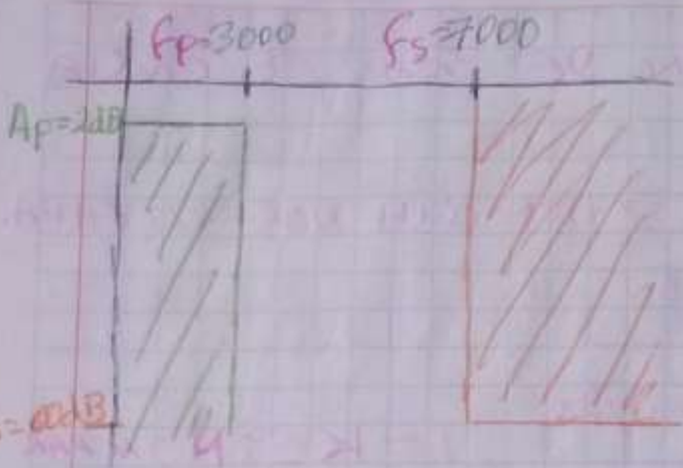
$A_p = 2$ dB

Y SE REQUIERE DE UNA ATENUACIÓN MÍNIMA EN LA BANDA DE SUPRESIÓN DE: A_s: 60 dB

SIGUE

DETERMINAR: ORDEN MÍNIMO

· FRECUENCIA DE CORTE RESULTANTE



$$N = \frac{\log\left\{\left[\frac{\left(10^{\frac{A_s}{10}}-1\right)}{\left(10^{\frac{A_p}{10}}-1\right)}\right]^{1/2}\right\}}{\log\left\{\frac{\omega_s}{\omega_p}\right\}}$$

$\omega_s = 2\pi f_s \quad \omega_p = 2\pi f_p$

$$N = \frac{\log\left\{\left[\frac{(10^{6}-1)}{(10^{0.2}-1)}\right]^{1/2}\right\}}{\log\left\{\frac{2\pi(7000)}{2\pi(3000)}\right\}} = 8.4692 \approx 9$$ ORDEN MÍNIMO

SIEMPRE IR ORDEN ARRIBA.

$$\omega_c = \frac{\omega_s}{\left(10^{\frac{A_s}{10}}-1\right)^{1/2N}} = \frac{2\cdot\pi\cdot 7000}{(10^{6}-1)^{\frac{1}{18}}} = 2\pi(3.2491\ KHz)$$

OJO

$$\omega_c = \frac{\omega_p}{\left(10^{\frac{A_p}{10}}-1\right)^{\frac{1}{2N}}} = \frac{2\cdot\pi\cdot 3000}{\left(10^{\frac{2dB}{10}}-1\right)^{\frac{1}{18}}} = 2\pi(3.2491\ KHz)$$

REALIZANDO EL CALCULO PARA.

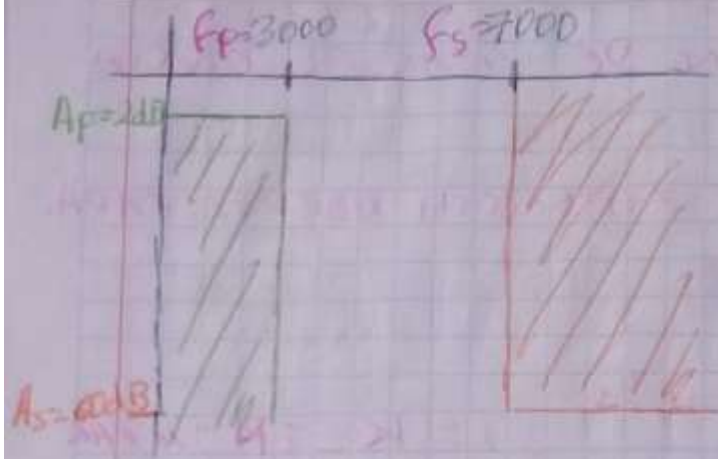
$N=10 \Rightarrow \omega_c = 2\cdot\pi\cdot(3.5083\ KHz)$

$N=11 \Rightarrow \omega_c = 2\cdot\pi\cdot(3.7357\ KHz)$

SIGUE

DETERMINAR: ORDEN MÍNIMO

• FRECUENCIA DE CORTE RESULTANTE



$$N = \frac{\log\left\{\left[\frac{\left(10^{\frac{As}{10}}-1\right)}{\left(10^{\frac{Ap}{10}}-1\right)}\right]^{1/2}\right\}}{\log\left\{\frac{\omega_s}{\omega_p}\right\}}$$

$\omega_s = 2\pi f_s \quad \omega_p = 2\pi f_p$

$$N = \frac{\log\left\{\left[\frac{(10^{6}-1)}{(10^{0.2}-1)}\right]^{1/2}\right\}}{\log\left\{\frac{2\pi(7000)}{2\pi(3000)}\right\}} = 8.4692 \approx 9 \text{ ORDEN MÍNIMO}$$

SIEMPRE IR ORDEN ARRIBA.

OJO

$$\omega_c = \frac{\omega_s}{\left(10^{\frac{As}{10}}-1\right)^{1/2N}} = \frac{2\cdot\pi\cdot 7000}{(10^{6}-1)^{\frac{1}{18}}} = 2\pi(3.2491\,KHz)$$

$$\omega_c = \frac{\omega_p}{\left(10^{\frac{Ap}{10}}-1\right)^{\frac{1}{2N}}} = \frac{2\cdot\pi\cdot 3000}{\left(10^{\frac{2dB}{10}}-1\right)^{\frac{1}{18}}} = 2\pi(3.2491\,KHz)$$

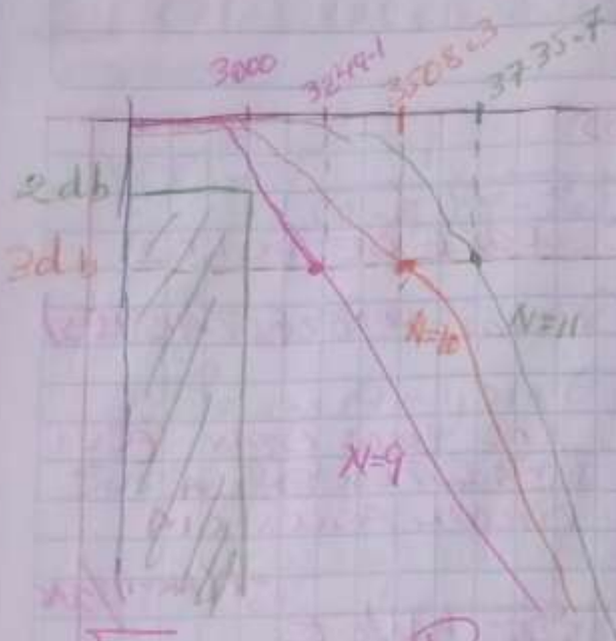
REALIZANDO EL CALCULO PARA.

$N=10 \Rightarrow \omega_c = 2\cdot\pi\cdot(3.5083\,KHz)$

$N=11 \Rightarrow \omega_c = 2\cdot\pi\cdot(3.7357\,KHz)$

SIGUE

REALIZANDO LA GRAFICA



EJEMPLO: PARA UN FILTRO BUTTERWORTH DE ORDEN "4" Y FRECUENCIA DE CORTE $W_0 = 1$ RAD/S ENCONTRAR LA FUNCION DE TRANSFERENCIA

N PAR:

LOCALIZACIÓN DE POLOS → LOCALIZACION 1ER POLO ↗ 2N

$$S_K = W_C \, e^{j\pi(2K-1)/2N} \; ; \; 1 \leq K \leq 8 \qquad W_C = 1 \text{ RAD}/s$$

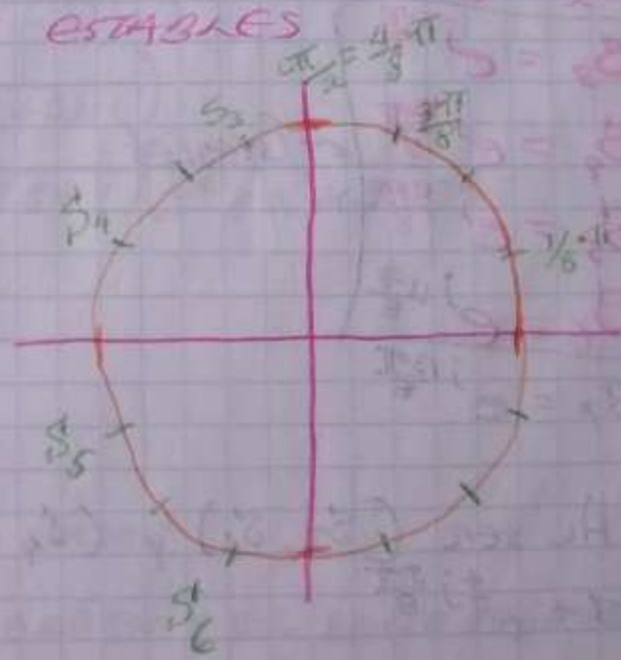
TOMANDO SÓLO LOS POLOS ESTABLES

$$S_3 = e^{j\pi 5/8}$$

$$S_4 = e^{j\pi 7/8}$$

$$S_5 = e^{j\pi 9/8} = e^{-j\pi 7/8}$$

$$S_6 = e^{j\pi 11/8} = e^{-j\pi 5/8}$$



$$H(S)^2 = Y(S)Y(-S)$$

REALIZANDO LA GRÁFICA

EJEMPLO: PARA UN FILTRO BUTTERWORTH DE ORDEN "4" Y FRECUENCIA DE CORTE $W_C = 1$ RAD/S ENCONTRAR LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

N PAR:

LOCALIZACIÓN DE POLOS. → LOCALIZACIÓN 1ER POLO ↗ 2N

$$S_K = W_C e^{j\pi(2K-1)/2N} \; ; \; 1 \leq K \leq 8 \qquad W_C = 1 \text{RAD}/s$$

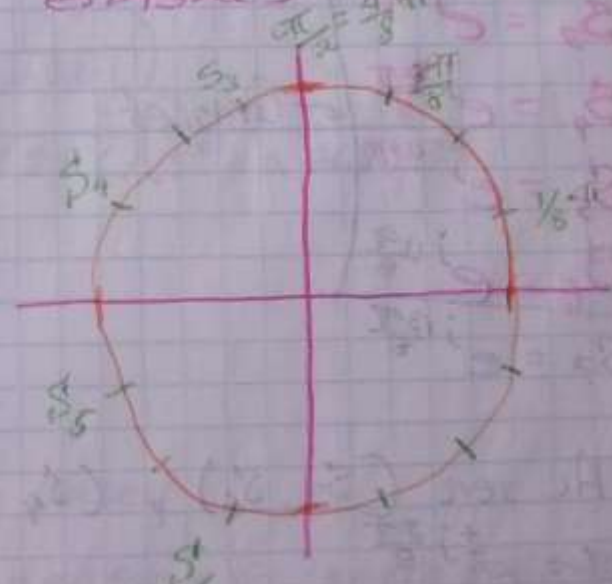
TOMANDO SÓLO LOS POLOS ESTABLES

$$S_3 = e^{j\pi 5/8}$$

$$S_4 = e^{j\pi 7/8}$$

$$S_5 = e^{j\pi 9/8} = e^{-j\pi 7/8}$$

$$S_6 = e^{j\pi 11/8} = e^{-j\pi 5/8}$$



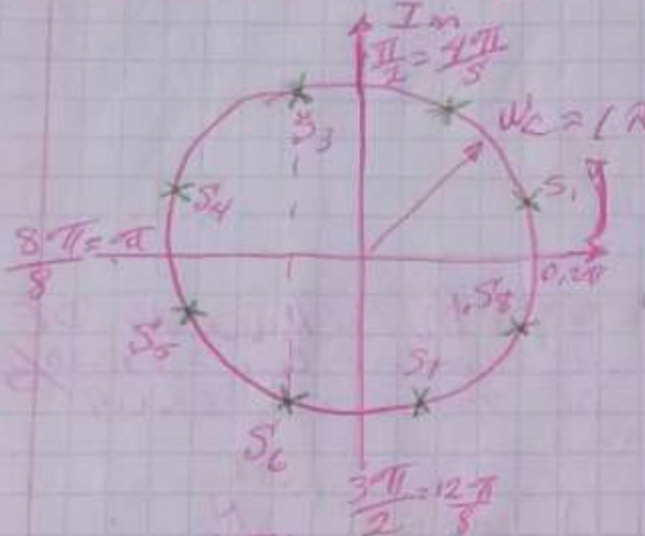
$$H(S)^2 = Y(S)Y(-S)$$

$N=4$, $W_c = 1$ RAD/S

- POR LOCALIZACIÓN DE POLOS

$|H(S)|^2 \Rightarrow$ QUE SE TIENE EL DOBLE DE POLOS

$1 \leq K \leq 2N$ (SÓLO "N" POLOS SON ESTABLES)



LOS POLOS ESTÁN EQUIDISTANTES EN LA CIRCUNFERENCIA

$$S_K = W_c\, e^{j\pi(2K-1)/2N}$$

PARA $N = 4$ SE TIENE

$$S_K = W_c\, e^{j\frac{\pi}{8}(2K-1)} \quad ; K = 1, 2, 3 \ldots 8$$

$S_1 = e^{j\pi/8}$

$S_2 = e^{j\frac{3\pi}{8}}$

$S_3 = e^{j\frac{5\pi}{8}}$

$S_4 = e^{j\frac{7\pi}{8}}$ ← ESTABLES

$S_5 = e^{j\frac{9\pi}{8}}$

$S_6 = e^{j\frac{11\pi}{8}}$

$S_7 = e^{j\frac{13\pi}{8}}$

AL SER (S_3, S_6) Y (S_4, S_5) COMPLEJOS CONJUGADOS

$S = e^{\pm j\frac{5\pi}{8}}$

$S = e^{\pm j\frac{7\pi}{8}}$

ENTONCES

$$H(s) = \left[\frac{1}{(s-s_3)(s-s_6)}\right]\left[\frac{1}{(s-s_4)(s-s_5)}\right]$$

$$e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$$
$$e^{-j\theta} = \cos\theta - j\sin\theta$$

SUST. PARA $\pm\frac{5\pi}{8}$ y $\pm\frac{7\pi}{8}$

$$H(s) = \left[\frac{1}{s^2+0.765366s+1}\right]\left[\frac{1}{s^2+1.847759s+1}\right]$$

POR TABLAS

- NORMALIZADAS : $\omega_c = 1$ RAD/s
- SÓLO FILTRO PASO BAJAS

ORDENADAS POR n orden

COEFICIENTES

n	i	a_i	b_i	
1	1	1.0	0.0	$\rightarrow \left(\frac{1}{s+a_i}\right)$
2	1	1.4142	1.0	$\rightarrow \left(\frac{1}{s^2+a_is+b_i}\right)$
3	1	1.0	0	$\rightarrow \left(\frac{1}{s+1}\right)\left(\frac{1}{s^2+s+1}\right)$
	2	1.0	1.0	
4	1	1.8478	1.0	$\rightarrow \left(\frac{1}{s^2+1.8478s+1}\right)\left(\frac{1}{s^2+0.7654s+1}\right)$
	2	0.7654	1.0	

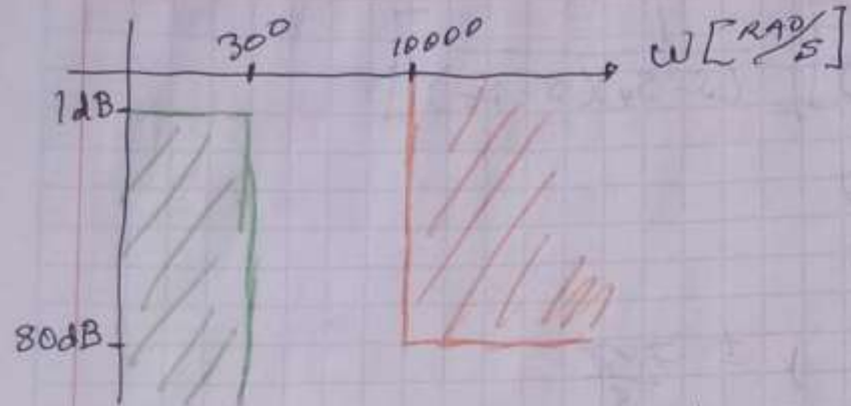
BLOQUES EN CASCADA

A LO MÁS UN 2DO ORDEN

SÍ "N" ES PAR : SÓLO SEGUNDO ORDEN

SÍ "N" ES IMPAR : UN PRIMER ORDEN Y EL RESTO SEGUNDO ORDEN

EJEM. ENCONTRAR LA F.T. NORMALIZADA PARA EL DISEÑO DEL SIGUIENTE FILTRO:



$H(S)$: NORMALIZADA $\Rightarrow \omega_c = 1$ RAD/S (TABLAS)

$$N = \frac{\log\left\{\left[\frac{(10^8 - 1)}{(10^{0.1} - 1)}\right]^{1/2}\right\}}{\log\left(\frac{100}{3}\right)} = 2.81 \approx N = 3$$

$$\omega_c = \frac{10\,000}{(10^8 - 1)^{1/6}} =$$

DE TABLAS $N = 3$

	a_i	b_i
1	1	0
2	1	1

$$H(S) = \frac{1}{(S+1)(S^2+S+1)}$$

APROXIMACIONES DE CHEBYSHEV TIPO I

TRABAJÓ ENTRE 1920 - 1950

CHEBYSHEV TIPO 1 ES MAS COMPLEJO QUE LA APROXIM DE BUTTERWORTH

MAGNITUD CUADRÁTICA:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_p)}$$

ε = CONSTANTE DE RIZO
$C_n(\omega)$ = POLINOMIO DE CHEBYSHEV
ω_p = FRECUENCIA DE LA BANDA DE PASO

$$C_n\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) = \begin{cases} \cos\left(N\cos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)\right) & |\omega| \leq \omega_p \\ \cosh\left(N\cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)\right) & |\omega| > \omega_p \end{cases}$$

- AL DEFINIR A $C_N\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)$ POR MEDIO DE UNA FUNCIÓN COSENO EN LA BANDA DE PASO SE TIENE:

PARA $0 \leq \omega \leq \omega_p \Rightarrow 0 \leq C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) \leq 1$

PARA LA BANDA DE TRANSICIÓN Y SUPRESIÓN:

$\omega > \omega_p \Rightarrow C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) \geq 1$

PARA $C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) = 0$

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 \cancel{C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)}^{\,0}} = 1$$

$$10\log|H(j\omega)|^2 = 0\,dB$$

PARA $C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) = 1$

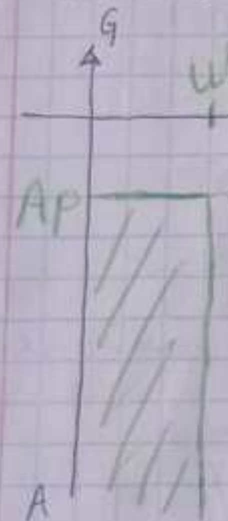
$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 \cancelto{1}{C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)}} = \frac{1}{1+\varepsilon^2}$$

EXPRESADO EN DECIBELES

$$10\log|H(j\omega)|^2 = 10\log\left(\frac{1}{1+\varepsilon^2}\right) = -10\log(1+\varepsilon^2)$$

UTILIZANDO LA PLANTILLA DE DISEÑO:

A_p = ATENUACIÓN.



VALOR MÁXIMO DE ATENUACIÓN EN LA BANDA DE PASO.

LA ATENUACIÓN PARA $C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) = 1$ DEBE DE CORRESPONDER CON A_p

$$A_p = 10\log(1+\varepsilon^2) \quad \therefore \quad \varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_p}{10}} - 1}$$

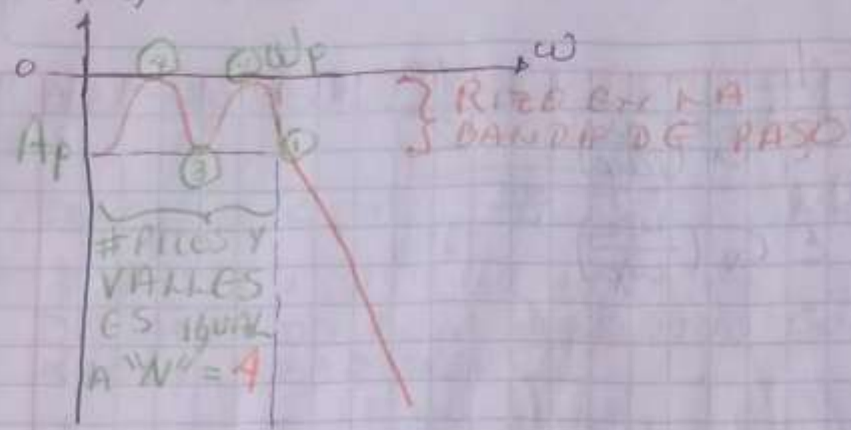
OJO OJO

A_p [dB]	ε
0.1	0.15262
0.2	0.21709
0.5	0.34931
1	0.50885
2	0.76478
3.01	1

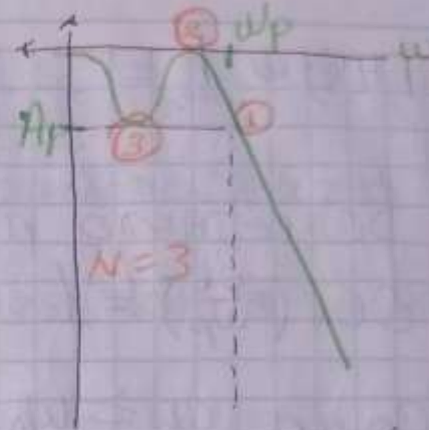
$\underbrace{3.01}$ MÁXIMO VALOR DE A_p (PARA QUE ω_p SEA MENOR QUE ω_c)

ORDEN PAR

$|H(j\omega)|$



ORDEN IMPAR



- EL FILTRO CHEBYSHEV TIENE UNA ATENUACIÓN MAS PRONUNCIADA QUE UN FILTRO DE BUTTERWORTH DEL MISMO ORDEN.
- EL FILTRO CHEBYSHEV TIPO I TIENE RIZO EN LA BANDA DE PASO.
- PARA UN ORDEN PAR, LA GANANCIA DE CD ES A_p.
- PARA UN ORDEN IMPAR LA GANANCIA DE CD ES 0 dB
- SE TOMA A ω_p COMO LA FRECUENCIA DE LA BANDA DE PASO Y ω_c COMO LA FRECUENCIA DE CORTE (ASOCIADA A 3 dB DE ATENUACIÓN)

PARA UNA ATENUACIÓN DE 3 dB:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{2} \quad (3\,dB \text{ DE ATENUACIÓN})$$

EN GANANCIA:

$$20\log(x) = -3\,dB$$

$$x = 10^{-\frac{3}{20}} = 0.7079 = \frac{1}{1.4125} \neq \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$20\log\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = -3.0103\,dB \qquad \sqrt{2} = 1.4142$$

$$\left|H(j\omega)\right|^2_{\omega=\omega_c} = \frac{1}{1+\varepsilon^2 C_N^2\left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right)} = \frac{1}{2}$$

DESPEJANDO A $\varepsilon C_N\left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right)$

$$\varepsilon C_N\left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right) = 1$$

COMO $\omega_c \geq \omega_p$

SE UTILIZA LA DEFINICCIÓN DE:

$$C_N\left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right) = \cosh\left(N\cosh^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right)\right)$$

$$\Rightarrow \varepsilon \cosh\left(\cosh^{-1}\left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right)\right) = 1$$

DESPEJANDO A $\frac{\omega_c}{\omega_p}$

$$\frac{\omega_c}{\omega_p} = \cosh\left(\frac{1}{N}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$$

$$\therefore\ \omega_c = \omega_p \cosh\left[\frac{1}{N}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right]$$

APROXIMACIÓN CHEBYSHEV TIPO I

$$\omega_c = \omega_p \cosh\left[\left(\frac{1}{N}\right)\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right]$$

DONDE: $\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_p}{10}} - 1}$ $\quad N$ = ORDEN DEL FILTRO

DE ACUERDO A LA MAGNITUD CUADRÁTICA DE LA APROXIMACIÓN CHEBYSHEV I

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)}$$

PARA UNA ATENUACIÓN CUALQUIERA:

$$-A = \underbrace{10 \log |H(j\omega)|^2}_{\text{GANANCIA}} \ [dB]$$

ATENUACIÓN

CONVERSIÓN ATENUACIÓN → GANANCIA

SUST. LA MAGNITUD CUADRÁTICA DEL FILTRO:

$$-A = 10 \log \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)}$$

DESPEJANDO $C_N\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)$

$$C_N\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) = \frac{1}{\varepsilon}\sqrt{10^{\frac{A}{10}} - 1}$$

DE LA DEFINICIÓN DEL POLINOMIO DE CHEBYSHEV:

PARA $\omega \geq \omega_p$: $C_N\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) = \cosh\left(N \cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)\right)$

$A \geq A_p$

DE FORMA QUE:

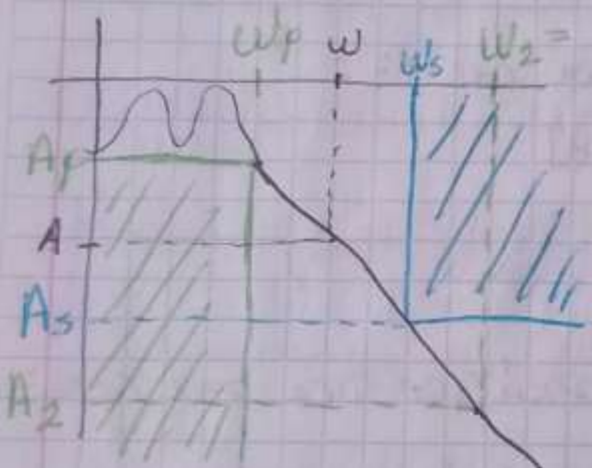
$$\cosh\left(N \cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)\right) = \frac{1}{\varepsilon}\sqrt{10^{\frac{A}{10}} - 1}$$

DONDE ω ES LA FRECUENCIA EN LA QUE OCURRE LA ATENUACIÓN "A"

DESPEJANDO ω:

RELACIÓN ENTRE FRECUENCIA Y ATENUACIÓN PARA UN FILTRO CHEBYSHEV I

$$\omega = \omega_p \cosh\left[\left(\frac{1}{N}\right)\cosh^{-1}\left(\left(\frac{1}{\epsilon}\right)\sqrt{10^{\frac{A}{10}}-1}\right)\right]$$



PARA UNA ATENUACIÓN $A = A_s$ SABEMOS QUE $\omega = \omega_s$, ES DECIR:

$$\omega_s = \omega_p \cosh\left[\frac{1}{N}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\epsilon}\sqrt{10^{\frac{A_s}{10}}-1}\right)\right]$$

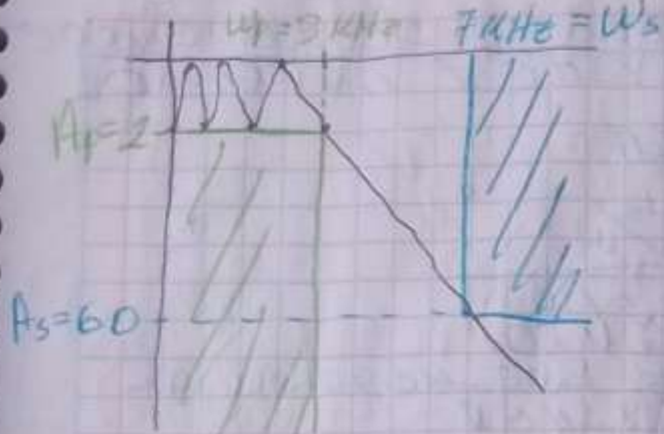
DESPEJANDO A N:

SE SABE QUE $\epsilon = \sqrt{10^{\frac{A_p}{10}}-1}$

$$\therefore \quad N = \frac{\cosh^{-1}\left[\frac{\sqrt{10^{\frac{A_s}{10}}-1}}{\sqrt{10^{\frac{A_p}{10}}-1}}\right]}{\cosh^{-1}\left(\frac{\omega_s}{\omega_p}\right)}$$

EJEM.

DISEÑE UN FILTRO PASO-BAJAS APROXIMACION CHEBYSHEV TIPO 1, CON LA SIG. PLANTILLA DE DISEÑO:



DETERMINAR EL ORDEN MÍNIMO Y LA FRECUENCIA DE CORTE

$$N = \frac{\cosh^{-1}\left[\frac{\sqrt{10^{6}-1}}{\sqrt{10^{0.2}-1}}\right]}{\cosh^{-1}\left[\frac{2\pi(7KHz)}{2\pi(3KHz)}\right]}$$

$$N = 5.4575 \Rightarrow N = 6$$

$$\omega_c = \omega_p \cosh\left[\frac{1}{N}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right] \qquad \varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_p}{10}}-1}$$

$$\omega_c = 2\pi 3K \cosh\left[\frac{1}{6}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{10^{\frac{2}{10}}-1}}\right)\right] = 3024.44(2\pi)Hz$$

$$\omega_c = 2\pi(3024.44) = 19003.11$$

LOCALIZACIÓN DE POLOS: $S_K = \sigma_K + j\omega_K$

$$\sigma_K = -\omega_p \sinh\left[\left(\frac{1}{N}\right)\sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right]\sin\left[\frac{(2K-1)\pi}{2N}\right]$$

$$\omega_K = \omega_p \cosh\left[\left(\frac{1}{N}\right)\sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right]\cos\left[\frac{(2K-1)\pi}{2N}\right]$$

$K = 1, 2, \ldots N$ $\quad$ K = NUMERO DEL POLO ESTUDIADO.

APROXIMACIÓN CHEBYSHEV TIPO II

- EN ALGUNAS REFERENCIAS SE LE CONOCE COMO FILTRO CHEBYSHEV INVERSO.
- AMPLITUD CUADRÁTICA:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 C_N^2(\omega_s/\omega)}{1 + \varepsilon^2 C_N^2\left(\frac{\omega_s}{\omega}\right)}$$

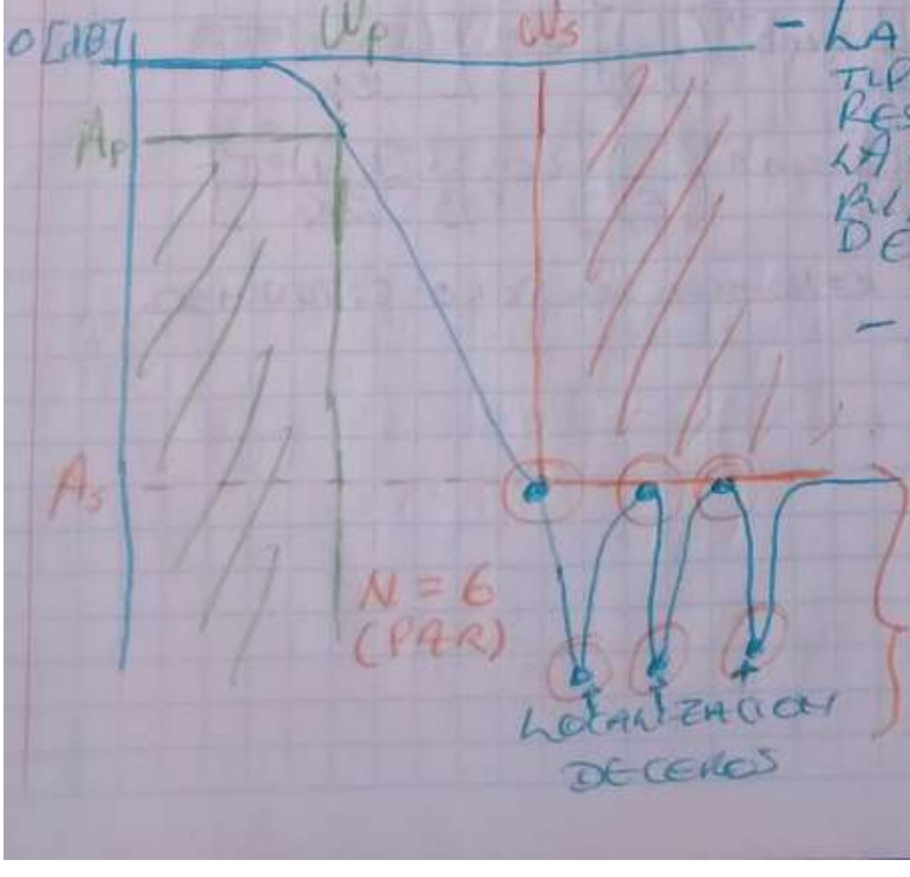
DONDE: ε ES EL FACTOR QUE MODULA AL POLINOMIO DE CHEBYSHEV

- $C_N(\omega_s/\omega)$: POLINOMIO DE CHEBYSHEV
- ω_s: FRECUENCIA DE LA BANDA DE SUPRESIÓN

SE DEFINE:

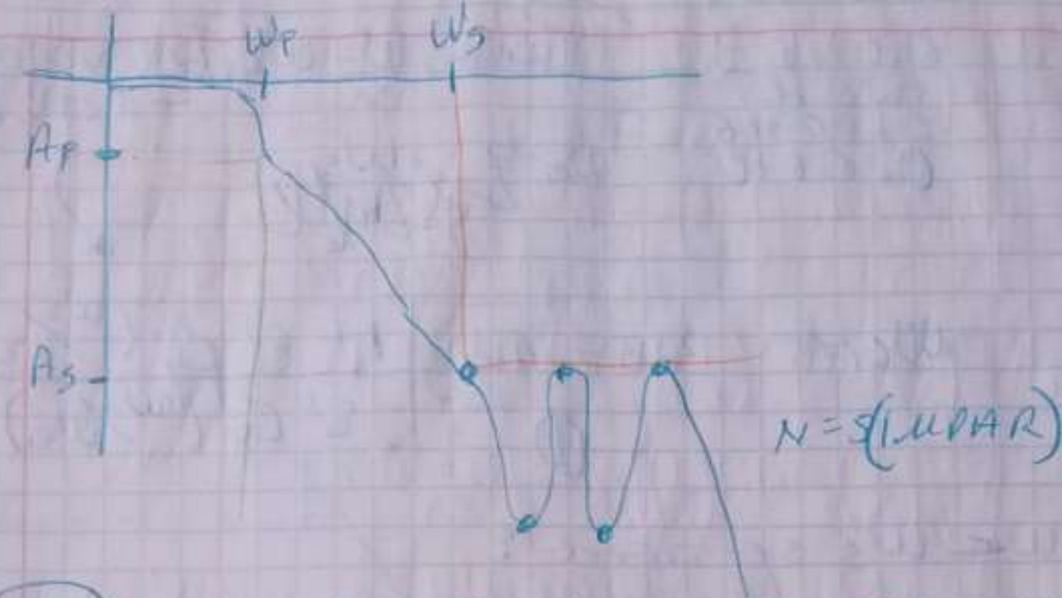
$$C_N\left(\frac{\omega_s}{\omega}\right) = \begin{cases} \cos\left[N \cos^{-1}\left(\frac{\omega_s}{\omega}\right)\right] ; |\omega| \geq \omega_s \\ \cosh\left[N \cosh^{-1}\left(\frac{\omega_s}{\omega}\right)\right] ; |\omega| < \omega_s \end{cases}$$

- COMPORTAMIENTO EN FRECUENCIA:



- LA APROX CHEBYSHEV TIPO II TIENE UNA RESPUESTA PLANA EN LA BANDA DE PASO Y RIZO EN LA BANDA DE SUPRESIÓN
- ES UNA APROXIMACIÓN QUE TIENE CEROS EN SU FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA.

DE PICOS Y VALLES CORRESPONDEN CON "N" (ORDEN DEL FILTRO)



DEL COMPORTAMIENTO EN FRECUENCIA:

PARA $\omega = \omega_s$ $|H(j\omega_s)| = A_s$ [dB]

ES DECIR:

$$10 \log |H(j\omega_s)| = -A_s$$

PARA $C_N\left(\frac{\omega_s}{\omega_s}\right) = 1.$

POR LO QUE:

$$|H(j\omega_s)|^2 = \frac{\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2}$$

DE FORMA QUE: $-A_s = 10 \log\left(\frac{\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2}\right)$

DESPEJANDO ε:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{A_s}{10}} - 1}}$$

NOTA: ε DEPENDE DE A_s, EN LA APROXIMACIÓN TIPO I SE TENÍA QUE ε DEPENDÍA DE A_p.

A_s [dB]	ε
20	0.100508
30	0.03163
40	0.010
50	0.00316
60	0.0010

PARA $W = W_c$ [ATENUACION −3 dB]

$W_c \neq \frac{W_s}{\cosh t}$

$$3\,dB = 10 \log \left[\frac{1 + \varepsilon^2 C_N^2 (W_s/W_c)}{\varepsilon^2 C_N^2 (W_s/W_c)} \right] \quad \text{--- (1)}$$

PARA $W \le W_s$ SE TIENE:

$$C_N\left(\frac{W_s}{W_c}\right) = \cosh\left[N \cosh^{-1}\left(\frac{W_s}{W_c}\right)\right] \quad \text{--- (2)}$$

SUSTITUYENDO (2) EN (1) Y DESPEJANDO W_c

$$\boxed{W_c = \frac{W_s}{\cosh\left[\left(\frac{1}{N}\right)\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon\sqrt{10^{\frac{3}{10}} - 1}}\right)\right]}}$$

OJO

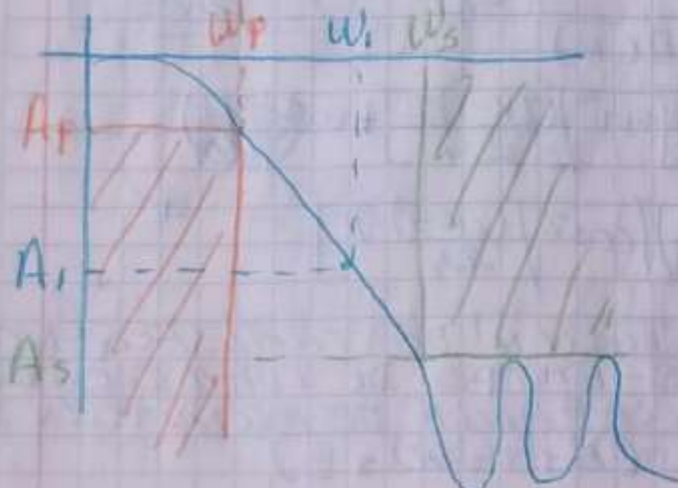
EL ORDEN DEL FILTRO SE OBTIENE DE LA MISMA FORMA QUE EN TIPO I.

$$N = \frac{\cosh^{-1}\left[\frac{\sqrt{10^{\frac{A_s}{10}} - 1}}{\sqrt{10^{\frac{A_p}{10}} - 1}}\right]}{\cosh^{-1}\left(\frac{W_s}{W_p}\right)}$$

PARA CUALQUIER ATENUACIÓN $A_1 < A_s$:

$$\boxed{\omega_1 = \frac{\omega_s}{\cosh\left[\left(\frac{1}{N}\right)\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}}-1}}\right)\right]}}$$

0.50



APROXIMACIÓN CHEBYSHEV TIPO II:

- $|H(j\omega)|^2 = \dfrac{\varepsilon^2 C_N^2\left(\frac{\omega_s}{\omega}\right)}{1+\varepsilon^2 C_N^2\left(\frac{\omega_s}{\omega}\right)}$
- N, ω_c
- LOCALIZACIÓN DE POLOS Y CEROS:

CEROS: $S_K = \pm j\,\omega_K^{cero}$; $K = 1, 2, 3, \ldots, N_p$

$$N_p = \begin{cases} N/2 & ; N \text{ PAR} \\ \dfrac{N-1}{2} & ; N \text{ IMPAR} \end{cases}$$

$$\omega_K^{cero} = \frac{\omega_s}{\cos\left(\frac{(2K-1)\pi}{2N}\right)}$$

POLOS: $S'_K = \sigma_K + j\omega_K$; $K = 1, 2, 3, \ldots N$

$$\sigma_K = -\frac{\omega_s \sinh\left[\left(\frac{1}{N}\right)\sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right]\sin\left[\frac{(2K-1)\pi}{2N}\right]}{D(K)}$$

$$\omega_K = -\frac{\omega_s \cosh\left[\left(\frac{1}{N}\right)\sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right]\cos\left[\frac{(2K-1)\pi}{2N}\right]}{D(K)}$$

$$D(K) = \sinh^2\left[\left(\frac{1}{N}\right)\sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right]\sin^2\left[\frac{(2K-1)\pi}{2N}\right] + \cosh^2\left[\left(\frac{1}{N}\right)\sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right]\cos^2\left[\frac{(2K-1)\pi}{2N}\right]$$

EJEM. OBTENER LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA PARA UN FILTRO PASO-BAJAS DE CUARTO ORDEN CON UNA FRECUENCIA EN LA BANDA DE ATENUACIÓN DE $100 \frac{RAD}{S}$ Y $\varepsilon = 0.001$ ($A_s \approx 40\,dB$)

CON $N = 4 \Rightarrow$ PAR

DETERMINACIÓN DE LOS CEROS

PARA $K = 1$

$$S'_1 = \pm j\,\omega_1^{cero} \; ; \; \omega_1^{cero} = \frac{\omega_s = 1000}{\cos\left(\frac{(2(1)-1)\pi}{2(4)}\right)} = \frac{1000}{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right)}$$

$$= \pm j\,1082.3922 \frac{RAD}{S}$$

$$S_2 = \pm j\,\omega_2^{cero} \; ; \; \omega_2^{cero} = \frac{1000}{\cos\left(\frac{3\pi}{8}\right)} = \frac{\omega_s}{\cos\left(\frac{(2(2)-1)\pi}{2(4)}\right)}$$

$$= \pm j\,2613.1259 \frac{RAD}{S}$$

SIGUE ↗

POLOS: $S_K = \sigma_K + jw_K$; $K = 1, 2, 3, 4$

PARA $K = 1$

$$\sigma_1 = \frac{-1000 \sinh\left[\left(\frac{1}{4}\right)\sinh^{-1}\left(\frac{1}{0.010}\right)\right]\sin\left[\frac{\pi}{8}\right]}{D(1)}$$

$$\sigma_1 = \frac{-668.6844}{D(1)}$$

$$w_1 = -1000 \cosh\left[\left(\frac{1}{4}\right)\sinh^{-1}\left(\frac{1}{0.010}\right)\right]\cos\left[\left(\frac{\pi}{8}\right)\right]$$

$$= \frac{-1860.01}{D(1)}$$

$$D(1) = \sinh^2\left[\left(\frac{1}{4}\right)\sinh^{-1}\left(\frac{1}{0.001}\right)\right]\sin^2\left[\frac{\pi}{8}\right] +$$

$$+ \cosh^2\left[\left(\frac{1}{4}\right)\sinh^{-1}\left(\frac{1}{0.001}\right)\right]\cos^2\left[\frac{\pi}{8}\right]$$

$$D(1) = 3.906808$$

$$S_1 = -\frac{668.6844}{3.906808} - j\,\frac{1860.01}{3.906808} = -171.15873 - j476.0966$$

DE MANERA SIMILAR

$S_2 = -171.15873 + j476.0966$

$S_3 = -504.5370 - j240.7904$

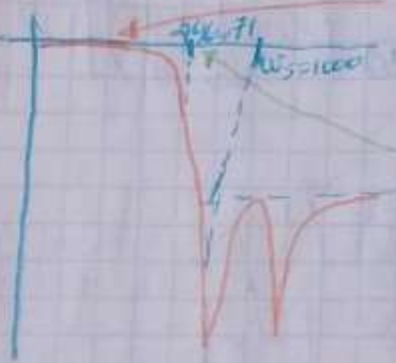
$S_4 = -504.5370 + j240.7904$

SIGUE

FACTORIZANDO DENOMINADOR Y NUMERADOR

$$H(s) = \frac{K\underbrace{(s^2+1171572.88)}_{(s+j1082.3122)(s-j1082.3922)}(s^2+6928427.13)}{(s^2+342.32s+255963.37)(s^2+1009.06s+312529.09)}$$

DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO



PARA CORRIENTE DIRECTA LA GANANCIA ES UNITARIA

$A_s = 40\ dB$

GANANCIA UNITARIA

CON $s=0$ PARA CONDICIONES DE CD:

$$H(s)\Big|_{s=0} = \frac{K(1171572.88)(6828427.13)}{(255963.37)(312529.09)} = 1$$

DESPEJANDO A K

$$K = \frac{(255963.37)(312529.09)}{(1171572.88)(6828427.13)} = 0.01$$

SUSTITUYENDO K EN H(S) LA FUNCION DE TRANS QUEDA:

$$H(s) = \frac{0.01(s^2+1171572.85)(s^2+6828427.13)}{(s^2+342.32s+255963.37)(s^2+1009.06s+312529.09)}$$

$$\omega_c = \frac{\omega_s = 1000}{\cosh\left[\left(\frac{1}{4}\right)\cosh^{-1}\left(\frac{1}{0.01\sqrt{10^{\frac{2}{10}}-1}}\right)\right]} = 496.71\left[\frac{RAD}{S}\right]$$

$\boxed{\text{VER } \omega_1}$

2 ATRAS.

EJEMPLO

- LAS ESPECIFICACIONES PARA UN FILTRO SON LAS SIG.

$A_p = 0.5\,dB$, $f_p = 1500\,Hz$ $f_s = 8000\,Hz$

1) DETERMINAR EL ORDEN MÍNIMO Y f_c PARA LAS APROXIMACIONES: BUTTERWORTH, CHEBYSEV I Y CHEVYSHEV TIPO II

PARA: a) $A_s = 40\,dB$ b) $A_s = 80\,dB$

BUTTERWORTH:

$$N = \frac{\log\left[\left(\frac{10^{\frac{A_s}{10}}-1}{10^{\frac{A_p}{10}}-1}\right)^{1/2}\right]}{\log\left(\frac{\omega_s}{\omega_p}\right)}$$

$$\omega_c = \frac{\omega_p}{\left(10^{\frac{A_p}{10}}-1\right)^{\frac{1}{2N}}}$$

CHEBYSHEV TIPO I y II

$$N = \frac{\cosh^{-1}\left[\frac{\sqrt{10^{\frac{A_s}{10}}-1}}{\sqrt{10^{\frac{A_p}{10}}-1}}\right]}{\cosh^{-1}\left(\frac{\omega_s}{\omega_p}\right)}$$

TIPO I

$$\omega_c = \omega_p \cosh\left[\left(\frac{1}{N}\right)\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon_1}\right)\right] \qquad \varepsilon_1 = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{A_p}{10}}-1}}$$

TIPO II

$$\omega_c = \frac{\omega_s}{\cosh\left[\left(\frac{1}{N}\right)\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon_2\sqrt{10^{\frac{3}{10}}-1}}\right)\right]} \qquad \varepsilon_2 = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{A_s}{10}}-1}}$$

SIGUE

COOS

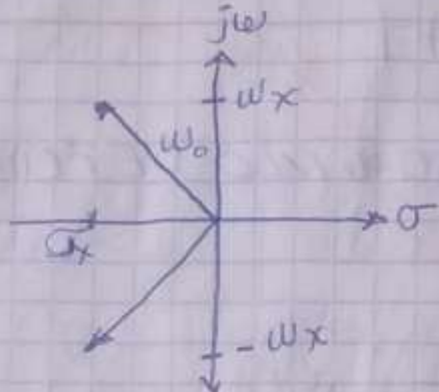
[dB] A_s	CHEBYSHEV TIPO II N	CHEBYSHEV TIPO II F_c	CHEBYSHEV TIPO I N	CHEBYSHEV TIPO I F_c	BUTTERWORTH N	BUTTERWORTH F_c
40	2.6927 ≈ 3	2.6563 KHz $\omega_c = 1.665 \times 10^4 \frac{RAD}{S}$	2.6927 ≈ 3	1.7512 KHz $\omega_c = 1.10 \times 10^4 \frac{RAD}{S}$	3.3793 ≈ 4	1.9511 KHz $\omega_c = 1.22 \times 10^4 \frac{RAD}{S}$
80	4.6456 ≈ 5	2.1653 KHz $\omega_c = 1.3605 \times 10^4 \frac{RAD}{S}$	4.6456 ≈ 5	1.5887 KHz $\omega_c = 9.98 \times 10^4 \frac{RAD}{S}$	6.1304 ≈ 7	1.7432 KHz $\omega_c = 1.095 \times 10^4 \frac{RAD}{S}$

SIGUEN COPIAS

REALIZACIÓN

ETAPA DE 2DO ORDEN

· FACTOR DE CALIDAD DE UN POLO



→ SE DEFINE EL FACTOR DE CALIDAD

$$Q = \frac{\omega_0}{2\sigma_x} \leftarrow \text{SIGMA}$$

~~SE PU~~

SE PUEDE VER QUE EL FACTOR DE CALIDAD AUMENTA AL ACERCARSE LOS POLOS COMPLEJOS CONJUGADOS AL EJE ($j\omega$)

CONSIDERANDO COMO FT DE 2° ORDEN NOMINAL A:

DEACUERDO A LA DINÁMICA DE SISTEMAS FÍSICOS.

$$H(S) = \frac{H_0 N(S)}{\left(S/\omega_0\right)^2 + 2\xi\left(\frac{S}{\omega_0}\right) + 1}$$

SE TIENE QUE LOS POLOS DEL SISTEMA ESTÁ LOCALIZADO EN:

$$S_{1,2} = \omega_0\left(-\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1}\right)$$

PARA EL CASO SUBAMORTIGUADO: AL SER $\xi^2 - 1 < 0$

$$|S_{1,2}| = \sqrt{(-\omega_0\xi)^2 + \left(\omega_0\sqrt{1-\xi^2}\right)^2} = \sqrt{\omega_0^2} = \omega_0 \quad \text{OJO}$$

$$\therefore \|S_{1,2}\| = \omega_0 \Rightarrow Q = \frac{\omega_0}{2\sigma_x} = \frac{\omega_0}{2(\omega_0\xi)} = \frac{1}{2\xi}$$

ENTONCES PODEMOS RE-ESCRIBIR LA ~~FUNC~~ FT DE LA ETAPA DE 2o ORDEN COMO:

$$H(s) = \frac{H_0 N(s)}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{1}{Q}\right)\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

EXPRESANDO LA FT EN DOMINIO DE FOURIER

$$s = j\omega$$

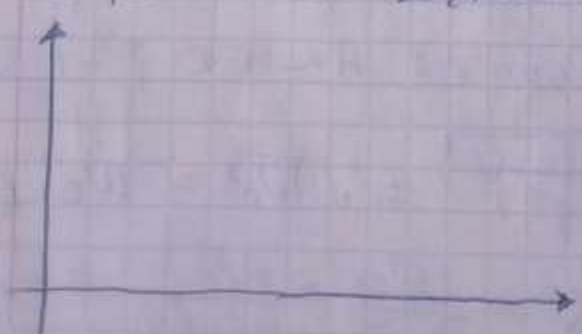
$$H(j\omega) = \frac{H_0 N(j\omega)}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{1}{Q}\right)\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right) + 1}$$

$$H(j\omega) = \frac{H_0 N(j\omega)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\left(\frac{1}{Q}\right)}$$

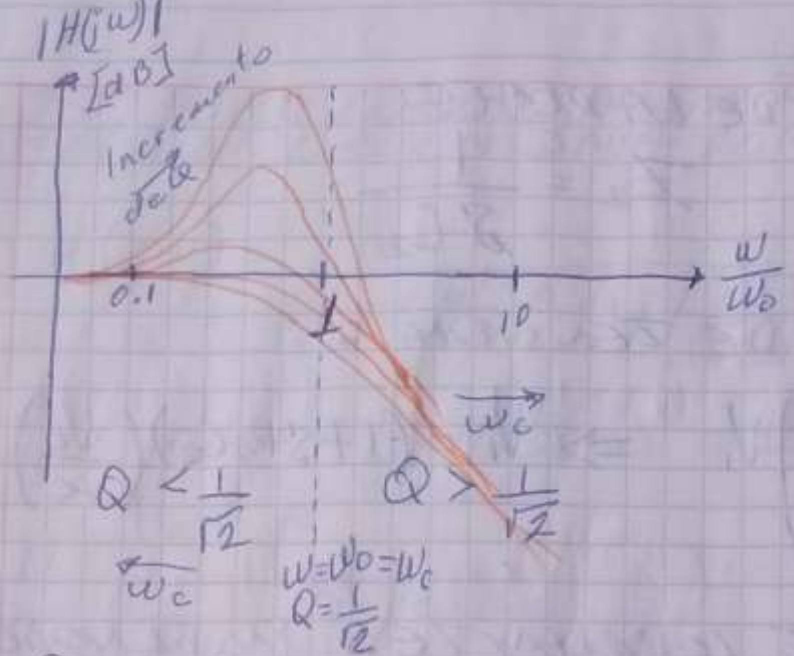
PARA UN FILTRO PASO BAJAS USUALMENTE NO HAY CEROS, POR LO QUE SIMPLIFICAMOS NOTACIÓN Y LLEGAMOS

$$H(j\omega) = \frac{H_0 \omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + j\omega\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)}$$

EL FACTOR DE CALIDAD IMPLICA CIERTA SELECTIVIDAD DEL FILTRO:



SIGUE



LA MÁXIMA Q ANTES DE TENER SOBREPASO EN LA RESPUESTA EN FRECUENCIA ES

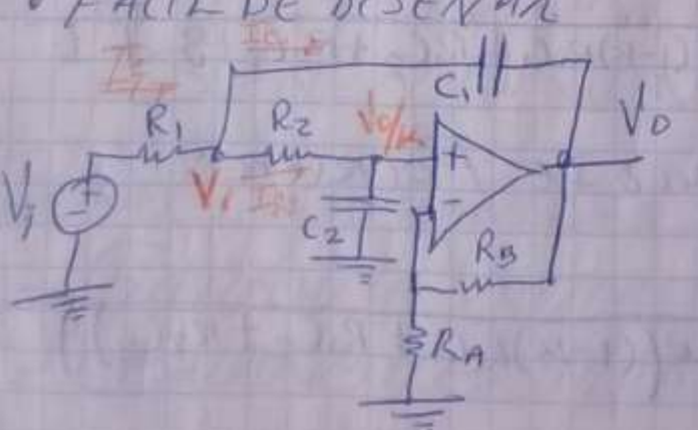
$$Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

EL MÁXIMO DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA ES:

$$|H(j\omega)|_{max} = \frac{Q}{\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \qquad \frac{d}{d\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}|H(j\omega)| = 0$$

REALIZACIÓN SALLEN-KEY:

- UTILIZA UN NÚMERO MÍNIMO DE AMP. OP.
- SENSIBILIDAD MEDIA ANTE CAMBIO DE ELEMENTOS RESISTIVOS / CAPACITIVOS
- FÁCIL DE DISEÑAR



R_A y R_B DA UNA GANANCIA DE $K = 1 + \frac{R_B}{R_A}$

SIGUE

- EN EL DOMINIO DE LAPLACE

$$Z_1 = \frac{1}{SC_1} \qquad Z_2 = \frac{1}{SC_2}$$

- POR DIVISIÓN DE TENSIÓN:

$$\frac{V_0}{K} = \left(\frac{\frac{1}{SC_2}}{\frac{1}{SC_2} + R_2}\right) V_1 \Rightarrow V_1 = (1 + SR_2C_2)\left(\frac{V_0}{K}\right)$$

SUMATORIA DE CORRIENTES EN EL NODO (1)

$$I_i = I_{C_1} + I_{R_2}$$

$$\frac{V_i - V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_0}{\frac{1}{SC_1}} + \frac{V_1 - \frac{V_0}{K}}{R_2}$$

$$\frac{V_i}{R_1} = V_1\left(\frac{R_2 + SC_1R_1R_2 + R_1}{R_1R_2}\right) + \frac{V_0}{K}\left(\frac{-SC_1KR_1R_2 - R_1}{R_1R_2}\right)$$

$$V_1 = (1 + SR_2C_2)\left(\frac{V_0}{K}\right)$$

SIMPLIFICANDO A LA FT

$$H(S) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{K}{R_1R_2C_1C_2(S)^2 + ((1-K)R_1C_1 + R_1C_2 + R_2C_2)S + 1}$$

PASANDO AL DOMINIO DE FOURIER:

$$H(j\omega) = \frac{K}{1 - \omega^2(R_1R_2C_1C_2) + j\omega((1-K)R_1C_1 + R_1C_2 + R_2C_2)}$$

SIGUE

SE HABIA LLEGADO A UNA FT DE LA ETAPA DE SEGUNDO ORDEN DADA POR:

$$H(j\omega) = \frac{H_o}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 + j\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)\left(\frac{1}{Q}\right)}$$

IGUALANDO LAS DOS FUNCIONES DE TRANSF.

$$H_o = K$$

$$\left(\frac{1}{\omega_o}\right)^2 = R_1 R_2 C_1 C_2$$

$$\Rightarrow \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$Q = \left(\frac{1}{\omega_o}\right)\left(\frac{1}{(1-K)R_1C_1 + R_1C_2 + R_2C_2}\right)$$

SUSTITUYENDO ω_o

$$Q = \frac{1}{(1-K)\sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}} + \sqrt{\frac{R_1C_2}{R_2C_1}} + \sqrt{\frac{R_2C_2}{R_1C_1}}} \qquad K = 1 + \frac{R_B}{R_A}$$

SE TIENEN 3 ECUACIONES (H_o, ω_o, Q) CON 6 INCOGNITAS $(R_A, R_B, R_1, R_2, C_1, C_2)$

SIN SOLUCIÓN ÚNICA

FORMAS TRADICIONALES

- GANANCIA UNITARIA
- COMPONENTES IGUALES

SIGUE

- COMPONENTES IGUALES

$R = R_1 = R_2$

$C = C_1 = C_2$

DE ESTA FORMA:

$\boxed{Q = \frac{1}{3-K}}$ $\boxed{H_0 = K = \frac{R_B}{R_A} + 1}$ $\boxed{R_B = (K-1) R_A}$

OJO

PROCEDIMIENTO

1.- PARA VALOR ARBITRARIO (COMERCIAL) SELECCIONAMOS C

2.- $R = \frac{1}{W_0 C}$

3.- $K = 3 - \frac{1}{Q}$

4.- $R_B = (K-1) R_A$; R_A ARBITRARIO (COMERCIAL)

EJEM OBTENER LA REALIZACIÓN DE UN FILTRO PASO-BAJAS DE 2^{DO} ORDEN CON $f_0 = 1KHz$ y $Q = 5$

SI $C = 10nF$

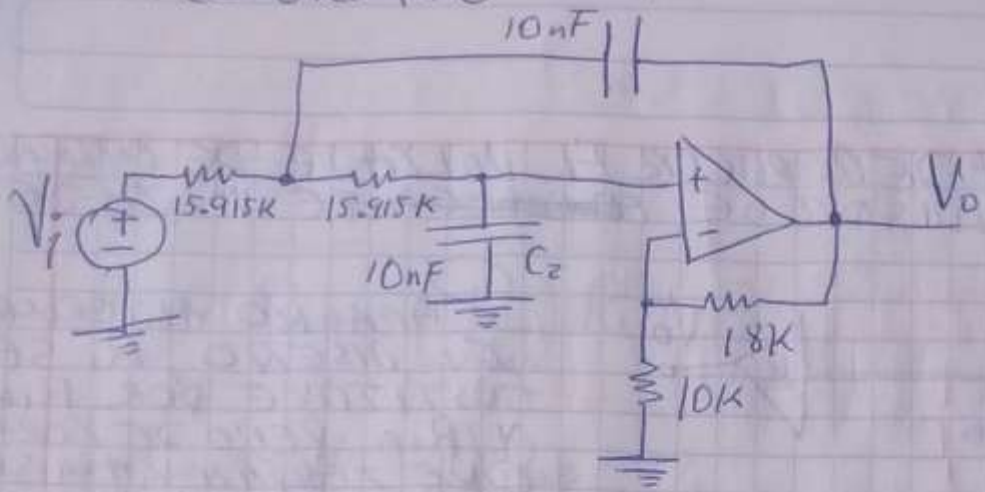
$$R = \frac{1}{W_0 C} = \frac{1}{2\pi (1000Hz)(10 \times 10^{-9})} = 15.9154 K\Omega$$

$$K = 3 - \frac{1}{Q} = 3 - \frac{1}{5} = 2.8$$

$R_B = (2.8-1) R_A$ SI $R_A = 10K\Omega \Rightarrow R_B = 18K\Omega$

SIGUE

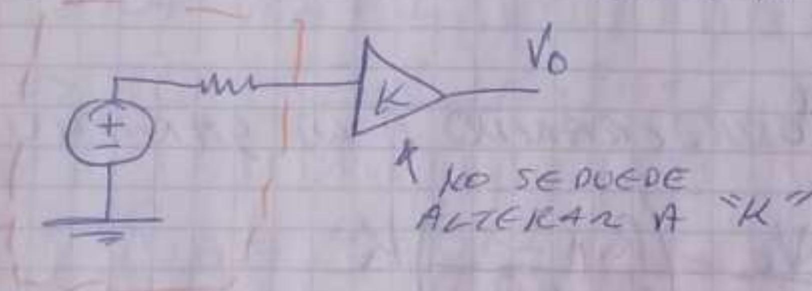
RESULTADO



EN ESTA RELACION SE TIENE UNA GANANCIA DE 2.8

¿QUE SE PUEDE HACER SI SE REQUIERE UNA GANANCIA MENOR?

SI REDUCIMOS EL CIRCUITO A:



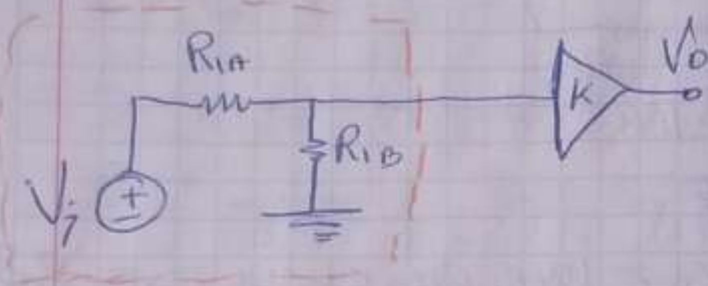
THEVENING

- AL NO PODER ALTERAR A "K" LA ÚNICA FORMA DE BAJAR LA GANANCIA ES ALTERAR A V_i.
- SI REDUCIMOS LA AMPLITUD DE V_i, EL EFECTO GLOBAL ES "COMO" SI "K" FUERA MENOR

$$V_o = KV_i = K\left(\frac{V_i}{K_f}\right) = \frac{K}{K_f} V_i$$

SIGUE

UNA FORMA DE REDUCIR EL VOLTAJE DE ENTRADA ES POR UN DIVISOR DE ~~CORRIENTE~~ VOLTAJE



PARA NO ALTERAR EL DISEÑO, R_1 SE SUSTITUYE POR R_{1A} Y R_{1B} PERO DE FORMA QUE TENGAN LA MISMA RESISTENCIA EQUIVALENTE

OJO $R_1 = R_{1A} \| R_{1B} = \dfrac{R_{1A} R_{1B}}{R_{1A} + R_{1B}}$

$$V_{TH} = \left(\frac{R_{1B}}{R_{1A} + R_{1B}}\right) V_i$$

ES DECIR QUE CONSIDERANDO A LA GANANCIA "K":

$$\frac{V_o}{V_i} = K \quad ; \quad \frac{V_o}{V_{TH}} = \left(\frac{R_{1B}}{R_{1A} + R_{1B}}\right) K$$

$\Rightarrow$ LA NUEVA GANANCIA ES: $\left(\dfrac{R_{1B}}{R_{1A} + R_{1B}}\right) K$

DE ESTA MANERA SI SE QUIERE UNA GANANCIA UNITARIA

$$\left(\frac{R_{1B}}{R_{1A} + R_{1B}}\right)(2.8) = 1 \qquad \frac{R_{1A} R_{1B}}{R_{1A} + R_{1B}} = 15.9154\ K\Omega$$

K_N = GANANCIA NUEVA

IGUALANDO

- $(R_{1A} + R_{1B}) K_N = K_o R_{1B}$
- $(R_{1A} + R_{1B}) = \dfrac{R_{1A} R_{1B}}{R_1}$

SIGUE

$$\frac{K_o}{K_N} = \frac{R_{1A}}{R_1}$$

$$\therefore \boxed{R_{1A} = \left(\frac{K_o}{K_N}\right) R_1}$$ OJO

$$R_{1A} = \left(\frac{K_o}{K_N} - 1\right) R_{1B}$$

$$\therefore \boxed{R_{1B} = \frac{R_{1A}}{\left(\frac{K_o}{K_N} - 1\right)}}$$ OJO

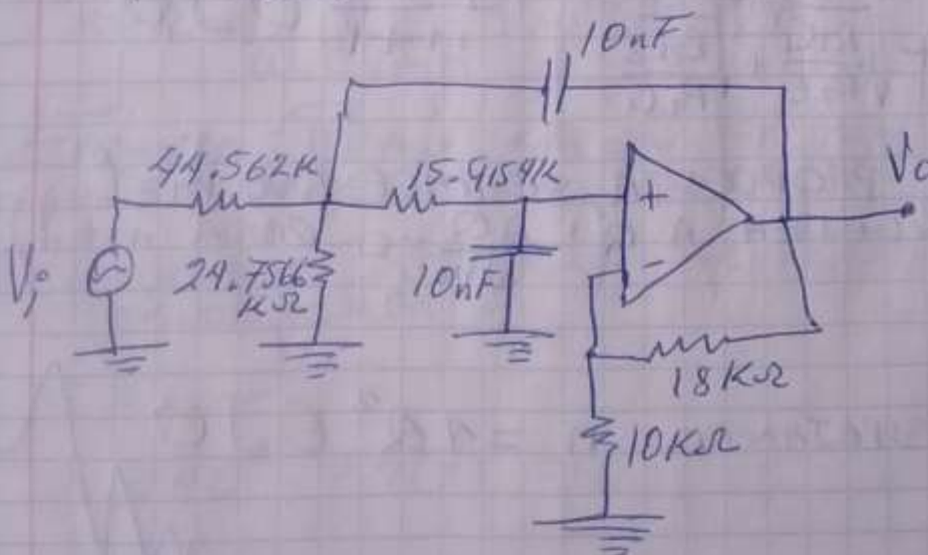
PARA $K_N = 1$

$$\Rightarrow R_{1A} = \left(\frac{2.8}{1}\right) 15.9154\,K = 44.562\,K\Omega$$

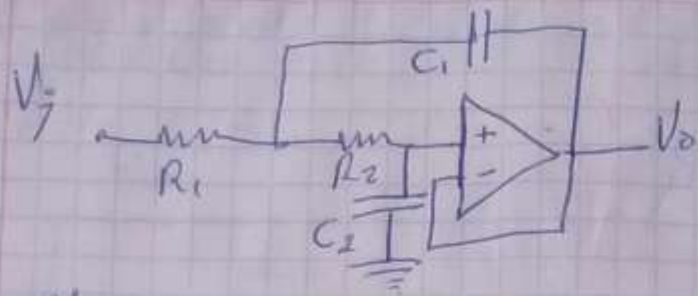
y

$$R_{1B} = \frac{44.562\,K\Omega}{1.8} = 24.75667.$$

RESULTADO



SALLEN-KEY (PASO BAJAS)



MÉTODO DE GANANCIA UNITARIA:

$\omega_o, Q \Rightarrow R_1, R_2, C_1$ y C_2

PARTIMOS DE QUE $K = 1$

E INTRODUCIMOS DOS NUEVAS RELACIONES:

$R_1 = mR \;;\; R = R_2$

$C_1 = nC \;;\; C = C_2$

DEL ANÁLISIS DE LA CONFIGURACIÓN SALLEN-KEY:

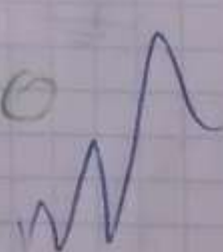
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{(mR)(R)(nC)(C)}} = \frac{1}{RC\sqrt{m \cdot n}} \quad \text{OJO}$$

$$Q = \frac{1}{(1-K)\sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}} + \sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_1}} + \sqrt{\frac{R_2C_2}{R_1C_1}}} = \frac{\sqrt{m \cdot n}}{m+1} \quad \text{OJO}$$

COMO PRIMERA PROPUESTA, SE HACE QUE $m=1$ (VALOR QUE MINIMIZA A Q: $\frac{\partial Q}{\partial m} = 0$ PARA $m=1$)

PARA $m=1$:

$Q = \frac{\sqrt{n}}{2} \Rightarrow$ DESPEJANDO $n = 4Q^2$ OJO



OJO

PROCEDIMIENTO:

SE ELIGE C_1 Y C_2 DE FORMA QUE TENGAN VALORES COMERCIALES Y SE CUMPLA QUE:

$C_1 = nC \quad ; \quad n \geq 4Q^2$

- CON LOS VALORES DE C_1 Y C_2:

$n = \frac{C_1}{C} \quad ; \quad C = C_2$

- SE ENCUENTRA EL VALOR DE m:

$m = \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} \quad ; \quad \alpha = \frac{n}{2Q^2} - 1$

- SE PUEDE OBSERVAR QUE SI $n = 4Q^2$

$\alpha = \frac{4Q^2}{2Q^2} - 1 = 1.$

$m = 1 + \cancel{\sqrt{1-1}}_{\,0} = 1$

$\therefore m = 1$

- CON EL VALOR DE: m Y n: $\quad \omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{m \cdot n}}$

$\Rightarrow R = \frac{1}{\omega_0 C \sqrt{mn}} \quad \therefore R_1 = mR$

* EJEMPLO: REALIZAR UN FILTRO PASO BAJAS DE SEGUNDO ORDEN CON $f_0 = 100\ Hz$ Y $Q = 2$

SELECCIONAMOS DE FORMA ARBITRARIA C (VALOR COMERCIAL):

$C = 1nF$

$n \geq 4Q^2 = 4(2)^2 = 16$

SIGUE

SI $n = 22$ SE TIENE QUE:

$C_1 = 20(1nF) = 22nF$

DETERMINAMOS M

$$\alpha = \frac{n}{2Q^2} - 1 = \frac{22}{2(2)^2} - 1 = 1.75$$

$$m = \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} = 1.75 + \sqrt{(1.75^2) - 1}$$

$m = 3.18$

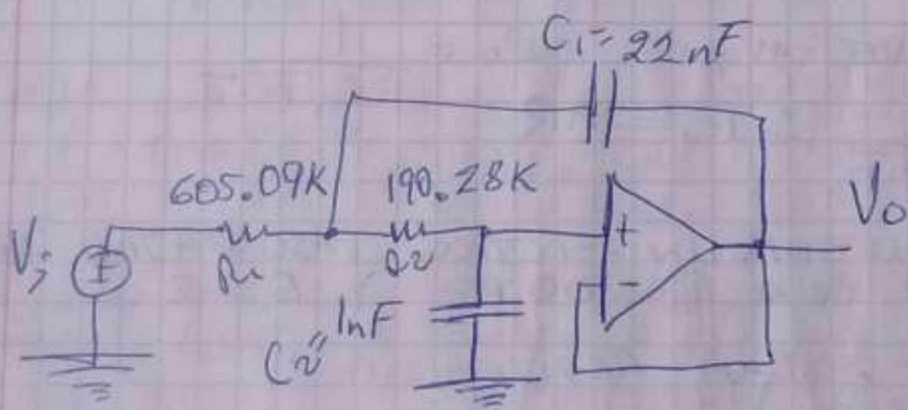
DETERMINAMOS R:

$$R = \frac{1}{\omega_0 C \sqrt{m \cdot n}} = \frac{1}{(2\pi(100))(1nF)\sqrt{(3.18)(22)}} = 190\,280.91\,\Omega$$

$R_2 = R$

$R_1 = mR = (3.18)(190.281\,K\Omega)$

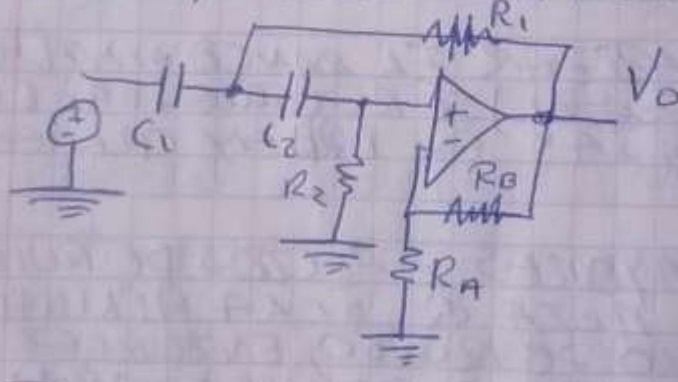
$R_1 = 605.09\,K\Omega$.



VENTAJAS	DESVENTAJAS
COMPONENTES IGUALES EL AJUSTE DE W_0 Y Q SON INDEPENDIENTES	PARA Q ALTAS, LAS TOLERANCIAS SOBRE R_A Y R_B HACEN QUE Q SEA MUY SENSIBLE A CAMBIOS $Q = \frac{1}{3-K}$ PARA $Q \gg 1 \Rightarrow K \approx 3$
GANANCIA UNITARIA SIN PROBLEMAS EN TOLERANCIAS DE R_A Y R_B	$n = 4Q^2$ HACE QUE LOS CAPACITORES C_1 Y C_2 SE DISTANCIEN DE FORMA CUADRÁTICA - W_0 y Q NO SE PUEDEN AJUSTAR DE FORMA INDEPENDIENTE $Q = \frac{\sqrt{m \cdot n}}{m+1}$ $W_0 = \frac{1}{RC\sqrt{m \cdot n}}$

EN GENERAL LA CONFIGURACIÓN SALLEN-KEY SIRVE PARA $Q \leq 10$.

CONFIGURACIÓN SALLEN-KEY (PASO ALTAS)



PARA GANANCIA UNITARIA
$R_B = 0$ (CORTO CIRCUITO)
$R_A = \infty$ (CIRCUITO ABIERTO)

PARA ASIGNACIÓN DE COMPONENTES:

- COMPONENTES IGUALES: MISMO PROCEDIMIENTO
- GANANCIA UNITARIA:

$$W_0 = \frac{1}{RC\sqrt{m \cdot n}} \qquad Q = \frac{\sqrt{n/m}}{n+1}$$

$R = R_2$ $R_1 = mR$

$C = C_2$ $C_1 = nC$

SIGUE

1°.- SE INICIA CON $N=1 \Rightarrow C_1 = C_2$

SE ELIGE C_1 Y C_2 DE VALOR ARBITRARIO

2°.- $m = \frac{1}{4Q^2}$

3°.- $R = \frac{1}{\omega_0 C \sqrt{m}}$; $n=1$

4°.- $R_1 = mR$

PARA UN FILTRO EN GENERAL:

$$H(S) = H_1(S) \cdot H_2(S) \cdots H_R(S)$$

$$\text{CON } R = \begin{cases} \frac{N}{2} & \text{SÍ N ES PAR} \\ \frac{N+1}{2} & \text{SÍ N ES IMPAR} \end{cases}$$

MATEMÁTICAMENTE NO HAY DIFERENCIA EN EL ORDEN DE LOS BLOQUES EN CASCADA, PERO EN LA IMPLEMENTACIÓN SI HAY DIFERENCIAS:

- SI SE QUIERE MAXIMIZAR EL RANGO DINÁMICO (QUE NO SE RECORTE LA SEÑAL) SE RECOMIENDA EL IMPLEMENTAR LAS ETAPAS EN ORDEN CRECIENTE DE Q.

- DEBIDO A QUE HAY MAYORES EFECTOS DE RUIDO PARA ETAPAS CON UNA ALTA Q, SI LA APLICACIÓN REQUIERE DE UN MÍNIMO DE RUÍDO, ENTONCES SE RECOMIENDA QUE SE IMPLEMENTE LAS ETAPAS EN ORDEN DECRECIENTE DE Q.

SIGUE

¿CÓMO SE OBTIENE LA INFORMACIÓN REQUERIDA?

$$\left.\begin{matrix} \omega_0 \\ Q \\ K \end{matrix}\right\} \text{PARA CADA ETAPA}$$

PARTIENDO DE $H(S')$

FACTORIZAR EN ETAPAS DE 1° Y 2° ORDEN (DE ACUERDO AL ORDEN DEL FILTRO)

PRIMER ORDEN:

$$H_1(S) = \frac{H_{01}}{a_i S + 1} \Rightarrow S' = \frac{-1}{a_i} \Rightarrow \boxed{\omega_0 = \frac{1}{a_i}}$$

OJO

H_{01} = GANANCIA C.D.

SEGUNDO ORDEN

$$H_2(S) = \frac{a_0 H_{02}}{S^2 + a_1 S + a_0}$$

$$\omega_0^2 = a_0 \Rightarrow \omega_0 = \sqrt{a_0}$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = a_1 \Rightarrow Q = \frac{\omega_0}{a_1} = \frac{\sqrt{a_0}}{a_1}$$

H_{02} = GANANCIA C.D.

PARTIENDO DE LOS POLOS DE $H(S')$:

- POLO DE 1er ORDEN (REAL)

$$S' = -\sigma_1 \Rightarrow \omega_0 = |\sigma_1| \left[\text{rad/s}\right]$$

- POLOS DE 2do ORDEN (COMPLEJOS CONJUGADOS)

$$S_{1,2} = -\sigma_1 \pm j\omega_1$$

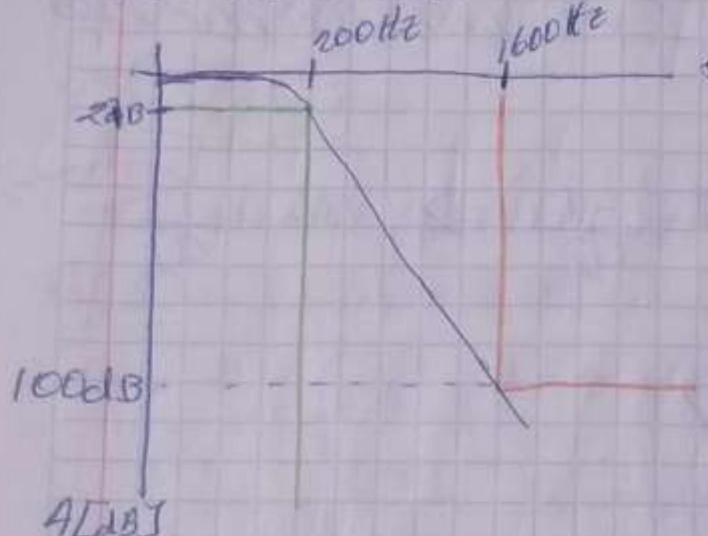
$$Q = \frac{\sqrt{(\sigma_1)^2 + (\omega_1)^2}}{2|\sigma_1|}$$

$$\omega_0 = \sqrt{(\sigma_1)^2 + (\omega_1)^2}$$

SIGUE

EJEM. DISEÑAR PASO-BAJAS CON FRECUENCIA DE PASO DE 200Hz Y UNA ATENUACIÓN MÁXIMA EN LA BANDA DE PASO DE 2 dB

EN LA BANDA DE ATENUACIÓN SE DEBE TENER UNA ATENUACIÓN DE 100 dB PARA UNA FRECUENCIA DE 1600 Hz



$A_s = 100\ dB$

$A_p = 2 dB$

$\omega_s = 1600(2\pi)$

$\omega_p = 200\ (2\pi)$

APROXIMACIÓN:

- BUTTERWORTH

$$N = \frac{\log\left\{\left(\frac{10^{\frac{A_s}{10}}-1}{10^{\frac{A_p}{10}}-1}\right)^{1/2}\right\}}{\log\left\{\frac{\omega_s}{\omega_p}\right\}} = \frac{5.11646}{0.6021} = 5.605 \approx 6$$

$$\omega_c = \frac{\omega_p}{\left(10^{\frac{A_p}{10}}-1\right)^{\frac{1}{2N}}} = \frac{2\pi(200)}{\left(10^{\frac{2}{10}}-\right)^{\frac{1}{2(6)}}} = 2\pi\,(209.1415\ Hz)$$

SIGUE

-CHEBYSHEV TIPO I:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_p}{10}} - 1} = 0.764783$$

$$N = \frac{\cosh^{-1}\left[\frac{\sqrt{10^{\frac{A_s}{10}} - 1}}{\sqrt{10^{\frac{A_p}{10}} - 1}}\right]}{\cosh^{-1}\left(\frac{\omega_s}{\omega_p}\right)} = 4.5055 \approx 5$$

$$\omega_c = \omega_p \cosh\left[\frac{1}{N}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right] = 2\pi(200)\cosh\left[\frac{1}{5}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{0.764783}\right)\right]$$

$$\omega_c = 2\pi(202.3483\ Hz)$$

POR TABLAS $n=6$

	a_i	b_i	Q_i
1	1.9319	1.0	0.5176
2	1.4142	1.0	0.7071
3	0.5176	1.0	1.93199

NORMALIZADO

$$H(S)_N = \left[\frac{1}{S_N^2 + 1.9319 S_N + 1}\right]\left[\frac{1}{S_N^2 + 1.4142 S_N + 1}\right]\left[\frac{1}{S_N^2 + 0.5176 S_N + 1}\right]$$

DESNORMALIZACIÓN: $S_N = \frac{S}{\omega_c} = \frac{S}{2\pi(209.1415)}$

$\omega_c = 2\pi(209.1415\ Hz)$

$$H(S) = \left[\frac{(\omega_c)^2}{S^2 + 1.9319\,\omega_c(S) + (\omega_c)^2}\right]\left[\frac{(\omega_c)^2}{S^2 + 1.4142\,\omega_c(S) + (\omega_c)^2}\right]\left[\frac{(\omega_c)^2}{S^2 + 0.5176\,\omega_c(S) + (\omega_c)^2}\right]$$

SIGUE

CHEBYSHEV POR TABLAS $n=5$

	a_i	b_i	Q_i
1	4.6345	0	—
2	0.9090	2.6036	1.7751
3	0.1434	1.0750	7.2305

$$H_N(S_N) = H_0\left[\frac{1}{1+4.6345 S_N}\right]\left[\frac{1}{1+0.9090 S_N + 2.6036 S_N^2}\right]\left[\frac{1}{1+1.1434 S_N + 1.0750 S_N^2}\right]$$

DESNORMALIZANDO

$$H(S) = H_0\left[\frac{W_P/4.6345}{S+\frac{W_P}{4.6345}}\right]\left[\frac{(W_P)^2/2.6036}{S^2+\frac{0.9090 W_P}{2.6036}S+\frac{(W_P)^2}{2.6036}}\right]\left[\frac{(W_P)^2/1.0750}{S^2+\frac{1.1434 W_P}{1.0750}S+\frac{(W_P)^2}{1.0750}}\right]$$

271.14   606 520   1,460,464.

$W_P = 2\pi(200)$.

BUTTERWORTH:

ETAPA	
1	$W_0 = 2\pi(209.1415)$ $Q_1 = 0.5176$
2	$W_{0_2} = 2\pi(209.1415)$ $Q_2 = 0.7071$
3	$W_{03} = 2\pi(209.1415)$ $Q_3 = 1.93199$

} GANANCIA UNITARIA

REALIZACIÓN

- ETAPA 1: SALLEN-KEY CON COMPONENTES IGUALES

$C = C_1 = C_2 = 100\,nF$

SIGUE ↗

$$R = \frac{1}{\omega_{0,1} C} = \frac{1}{2\pi(209.1415)(100nF)} = 7.609\,k\Omega$$

- $k = 3 - \frac{1}{Q_1} = 3 - \frac{1}{0.5176} = 1.0680$

$R_B = (1.0680 - 1) R_A = 686.06\,\Omega$; $R_A = 10\,k\Omega$

BUTTERWORTH:

- FIJAR LA GANANCIA A $K_N = 1$

$R_{1A} = (1.0680)(7.609K) = 8.1264\,K\Omega$

$R_{1B} = 119.5050\,K\Omega$.

ETAPA 2: SALLEN KEY GANANCIA UNITARI

- $n_2 \geq 4(Q_2)^2 = 4(0.7071)^2 = 1.999$
- $C = 10nF \Rightarrow C_1 = nC = 22nF \Rightarrow n = 2.2$

$m = \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}$

$$\alpha = \frac{n}{2Q_2^2} - 1 = \frac{2.2}{2(0.7071)^2} - 1 \approx 1.2$$

$m = 1.2 + \sqrt{(1.2)^2 - 1} = 1.4$

$$R = \frac{1}{\sqrt{(2.2)(1.4)}\,(2\pi)(209.1415)(10\times10^{-9})} =$$

SIGUE

CHEBYSHEV

PARA ORDEN IMPAR, LA GANANCIA DE CD. ES UNITARIA, POR LO QUE $H_0 = 1$

NOTA: SI EL ORDEN FUERA PAR ENTONCES: $H(S)\Big|_{S=0} = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$

OJO

ETAPA	
1	$\omega_{01} = 271.14 \frac{RAD}{S}$
2	$\omega_{02} = 24.62 \frac{RAD}{S}$ $Q_2 = 1.7751$
3	$\omega_{03} = 1208.49 \frac{RAD}{S}$ $Q_3 = 7.2305$

REALIZACION ETAPA 1:

$\omega_{01} = 271.14$

$\omega_{01} = \frac{1}{R_2 C}$; $C = 470\,nF$

$R_2 = \frac{1}{\omega_0 C} = 7.769\,K\Omega \Rightarrow H_0 = 1 \Rightarrow R_1 = R_2$

ETAPA 2: SALLEN KEY COMPONENTES IGUALES

- $C = 1\mu F$
- $R = \frac{1}{\omega_{02} C} = \frac{1}{24.62(1\times10^{-6})} = 40.617\,K\Omega$
- $K = 3 - \frac{1}{Q_2} = 3 - \frac{1}{1.7751} = 2.43665$

51906

$R_B = (2.43665 - 1) R_A \Rightarrow R_A = 10K$

$R_B = 14.36K$

MISMO CASO QUE PARA ETAPA 2 DE LA REALIZACION DE BUTTERWORTH:

SE REQUIERE BAJAR LA GANANCIA DE 2.43665 A 1

$R_{1A} + R_{1B} = 2.43605 R_{1B}$

$R_{1A} + R_{1B} = \dfrac{R_{1A} R_{1B}}{R \rightarrow 40.617 K\Omega}$

$R_{1A} = 2.43665 (40.617 K\Omega) = 98.9 K\Omega$

$R_{1B} = \dfrac{R_{1A}}{(2.43665 - 1)} = 68.8 K\Omega$

ETAPA 3 SALLEN KEY - COMPONENTES IGUALE

- $C = 100nF$
- $R = \dfrac{1}{W_{03} C} = \dfrac{1}{(1208.49)(100 \times 10^{-9})} = 8.1 K$
- $K = 3 - \dfrac{1}{Q_3} = 3 - \dfrac{1}{7.2305} = 2.8616$
- $R_B = (2.8616 - 1) R_A = 18.616K \; ; R_A = 10K\Omega$

$R_{1A} = 23.33 K\Omega$

$R_{1B} = 12.5356 K\Omega$

SIGUE

BUTTERWORTH:

$R_1 = mR = 1.4(40.36\,K\Omega) = 60.7\,K\Omega$

ETAPA 3: GANANCIA UNITARIA

- $n \geq 4Q_3^2 = 4(1.93199)^2 = 14.9301$
- $C = 100nF \cdot \quad C_1 = 150nF \cdot \Rightarrow (n = 15)$
- $m = \alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 1} \qquad \alpha = \frac{n}{2Q^2} - 1 = \frac{15}{2(1.93199)^2} - 1$

  $\alpha = 1.00933$
- $m = 1.00933 + \sqrt{(1.00933)^2 - 1} = 1.14625$

$$R = \frac{1}{\sqrt{(1.1462)(15)}\,(2\pi)(209.1415)(100\times10^{-9})}$$

$R = 1.835\,K\Omega$

$R_1 = 1.14625(R) = 2.103\,K\Omega$

ENTRADA

PASA ALTAS 10 Hz. GENERAD. 1 Vpp

OSCILOSCOPIO 2.1 Vpp.

SALIDA

Frecuencia	Voltaje
500 Hz	2.24.
10 Hz	320 mV.
1 Hz	0 V

PASO BAJAS. ENTRADA GENERADOR 1 Vpp

OSCILOSCOPIO 2.08 Vpp

SALIDA

Frecuencia	Voltaje
1 Hz	2.24V.
45 Hz	

PASO ALTAS. 75 Hz.

PASO BAJAS 85 Hz

Laboratorio Adquisición y Manipulación de Datos
Práctica # 1: Amplificador Diferencial

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México

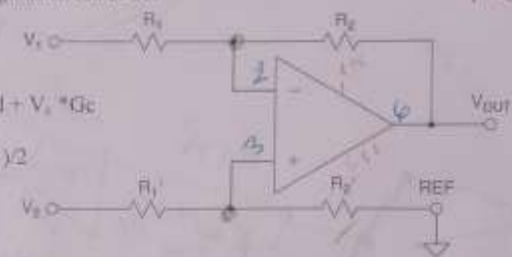
Objetivo: El alumno experimentará con un amplificador operacional configurado como amplificador diferencial.

Material y equipo:

Amplificador operacional (junto con hojas de datos).
Resistencias para lograr una ganancia diferencial de 10.
Fuente de voltaje, generador de funciones y osciloscopio.

1. Conectar un amplificador operacional en su configuración de amplificador diferencial, de forma que la ganancia de la configuración sea de 10. TL081.

$V_{out} = V_d \cdot Gd + V_c \cdot Gc$
$V_d = V_2 - V_1$
$V_c = (V_2 + V_1)/2$



   a. ¿Cuál es la relación **no-ideal** entrada salida para el amplificador diferencial mostrado en la figura? común $Gc \neq 0$
   b. Cancelar el voltaje de offset, si el amplificador operacional tiene esa capacidad. De lo contrario anotar el valor del voltaje de offset de la configuración ya implementada. 400 mV.
   c. Por medio de un generador de funciones entre las terminales V_1 y V_2, aplicar un voltaje diferencial igual a una onda senoidal de 1 volt pico-pico, frecuencia de 20 Hz, sin offset. Capturar la forma de onda a la salida del amplificador (V_{out}). Reportar la relación entre entrada-salida.
   d. Dejando constante la amplitud de la señal del voltaje diferencial, aumente paulatinamente la frecuencia de la senoidal, mientras observa la señal en V_{out}. Anote la frecuencia para la cual se tiene una atenuación de 3 dB (ancho de banda) en la señal de salida del amplificador diferencial.
   e. Siga incrementando la frecuencia hasta que se alcance la ganancia unitaria del amplificador. Anote la frecuencia de ganancia unitaria. ¿Corresponde a una pendiente de -20dB/dec a partir de la frecuencia de corte?

2. Usando la misma señal senoidal a la entrada diferencial del amplificador que en el punto 1.c, ajuste la frecuencia de la señal a la mitad del ancho de banda.
   a. En el osciloscopio observe tanto el voltaje de entrada como el de salida del amplificador. Ajuste la señal senoidal para que tenga un offset de 1 volt. Anote los cambios en la señal de salida.
   b. Aumente al máximo la señal de offset de la señal, ¿qué pasa con la señal de salida?
   c. Usando los datos del punto anterior (2.b) obtenga el CMRR de la configuración.
   d. Poco a poco aumente la frecuencia de la señal senoidal y anote los cambios en el CMRR.
   e. Investigar la relación entre la magnitud del CMRR y la tolerancia de las resistencias usadas en la configuración [1].
   f. Se plantea que en el peor caso el CMRR = 20 log ((1 + R_2/R_1)/4*Kr) donde Kr es la tolerancia de las resistencias (en porcentaje). ¿Cómo se compara el peor caso con los resultados experimentales?

[1] H. Zumbahlen, Ed., *Linear Circuit Design Handbook*, 1st ed. Newnes-Elsevier, 2008.

$= G_c V_c + G_d V_d$

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México

Laboratorio Adquisición y Manipulación de Datos
Práctica # 1: Amplificador Diferencial

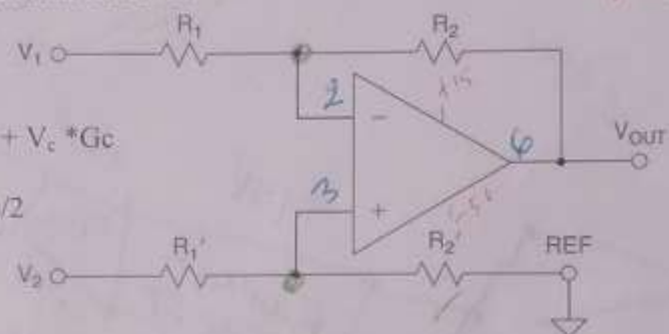
Objetivo: El alumno experimentará con un amplificador operacional configurado como amplificador diferencial.

Material y equipo:

Amplificador operacional (junto con hojas de datos).
Resistencias para lograr una ganancia diferencial de 10
Fuente de voltaje, generador de funciones y osciloscopio.

1. Conectar un amplificador operacional en su configuración de amplificador diferencial, de forma que la ganancia de la configuración sea de 10. TL081.

$V_{out} = V_d * Gd + V_c * Gc$
$V_d = V_2 - V_1$
$V_c = (V_2 + V_1)/2$



Generador de funciones

Fuente

   a. ¿Cuál es la relación **no-ideal** entrada salida para el amplificador diferencial mostrado en la figura? cuando $Gc \neq 0$
   b. Cancelar el voltaje de offset, si el amplificador operacional tiene esa capacidad. De lo contrario anotar el valor del voltaje de offset de la configuración ya implementada. 400 mV.
   c. Por medio de un generador de funciones entre las terminales V_1 y V_2, aplicar un voltaje diferencial igual a una onda senoidal de 1 volt pico-pico, frecuencia de 20 Hz, sin offset. Capturar la forma de onda a la salida del amplificador (V_{out}). Reportar la relación entre entrada-salida.
   d. Dejando constante la amplitud de la señal del voltaje diferencial, aumente paulatinamente la frecuencia de la senoidal, mientras observa la señal en V_{out}. Anote la frecuencia para la cual se tiene una atenuación de 3 dB (ancho de banda) en la señal de salida del amplificador diferencial.
   e. Siga incrementando la frecuencia hasta que se alcance la ganancia unitaria del amplificador. Anote la frecuencia de ganancia unitaria. ¿Corresponde a una pendiente de -20dB/dec a partir de la frecuencia de corte?

2. Usando la misma señal senoidal a la entrada diferencial del amplificador que en el punto 1.c, ajuste la frecuencia de la señal a la mitad del ancho de banda
   a. En el osciloscopio observe tanto el voltaje de entrada como el de salida del amplificador. Ajuste la señal senoidal para que tenga un offset de 1 volt. Anote los cambios en la señal de salida.
   b. Aumente al máximo la señal de offset de la señal, ¿qué pasa con la señal de salida?
   c. Usando los datos del punto anterior (2.b) obtenga el CMRR de la configuración.
   d. Poco a poco aumente la frecuencia de la señal senoidal y anote los cambios en el CMRR.
   e. Investigar la relación entre la magnitud del CMRR y la tolerancia de las resistencias usadas en la configuración [1].
   f. Se plantea que en el peor caso el CMRR = 20 log $((1 + R_2/R_1)/4*Kr)$ donde Kr es la tolerancia de las resistencias (en porcentaje). ¿Cómo se compara el peor caso con los resultados experimentales?

[1] H. Zumbahlen, Ed., *Linear Circuit Design Handbook*, 1st ed. Newnes-Elsevier, 2008.

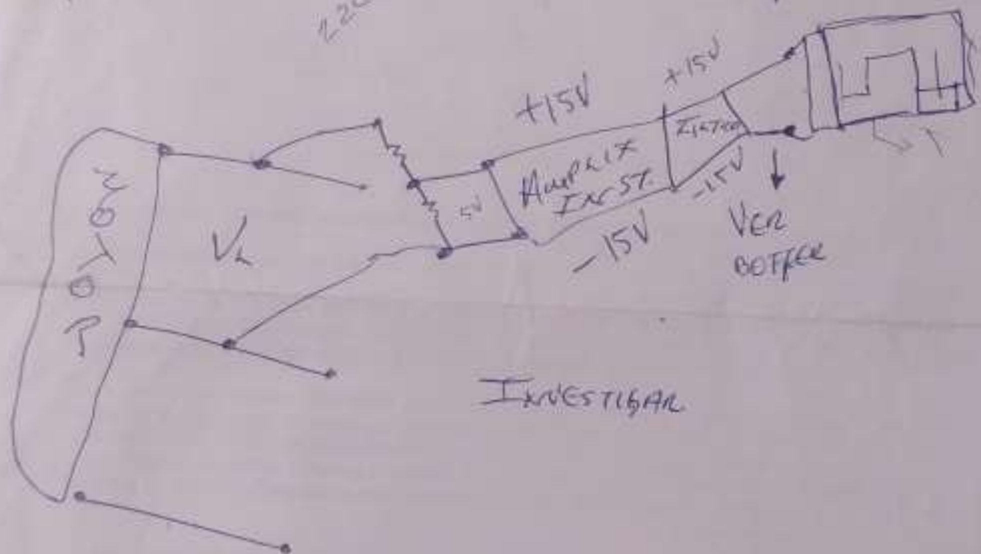
$= G_c E_c + G_d E_d$

No se

220V.

V_n

PEDIR CIRCUITO DE AISLAMIENTO



Ver BUFFER

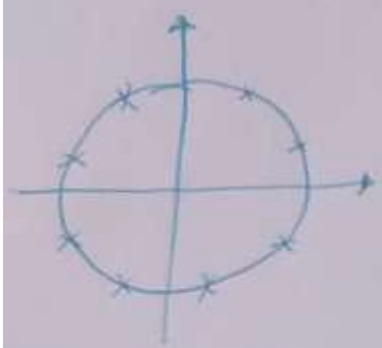
INVESTIGAR

POR LOCALIZACIÓN DE POLOS

FILTRO DE CUARTO ORDEN $\omega_c = (\overset{f_c}{100\,Hz})(2\pi) = 628.31$

$N = 4 \quad 1 \leq K \leq 2N \Rightarrow 1 \leq K \leq 2(4) \therefore 1 \leq K \leq 8$

$S_K = \omega_c\, e^{j\pi\left(\frac{2K-1}{2N}\right)}$



UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México
Nada humano me es ajeno

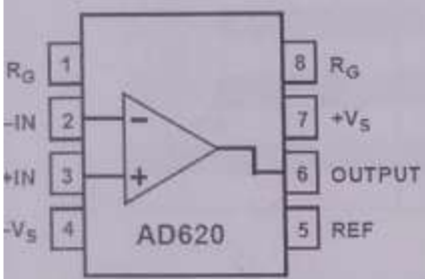
Laboratorio Adquisición de Datos
Practica #2
Amplificador de Instrumentación

Objetivo: El alumno experimentará con un amplificador de instrumentación para determinar sus características en modo diferencial y modo común.

Material y equipo:

Amplificador de instrumentación AD620 (junto con hojas de datos).
Resistencia para lograr una ganancia diferencial de 10.
Potenciómetro para generar un voltaje de cd en modo común.
Fuente de voltaje, generador de funciones y osciloscopio.

Introducción:



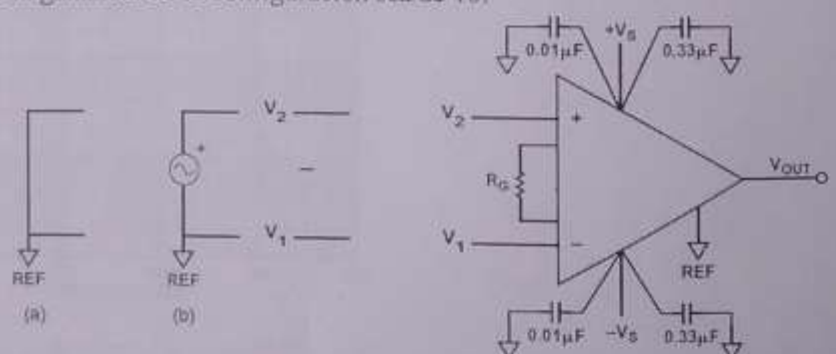
Un amplificador de instrumentación (AI) es un amplificador diferencial implementado de forma que cuenta con las siguientes especificaciones: una impedancia de entrada muy grande, tanto en modo diferencial como en modo común, una impedancia de salida muy baja, una ganancia muy estable usualmente en el rango de 1 a 1000 y una razón de rechazo de modo común muy grande.
En la presente práctica se experimentará con un AI para determinar sus características de modo común y modo diferencial. EL AI usado es el AD620, un amplificador de instrumentación basado en la configuración de triple amplificador operacional.

Cuestionario previo:

a) Para la configuración de un AI de triple amplificador operacional, desarrolle la razón de rechazo de modo común (CMRR).
b) Investigue los efectos de corriente directa del AD620 y realice un análisis teórico del error total referido tanto a la entrada como a la salida.

Desarrollo:

1. **Ganancia diferencial.** De acuerdo a las hojas de datos, conectar el amplificador de instrumentación de forma que la ganancia de la configuración sea de 10.



a. Dejando en tierra las entradas (V_1 y V_2) del amplificador observe el voltaje de offset a la salida. Anote sus mediciones.
b. Por medio de un generador de funciones entre las terminales V_2 y V_1, aplicar un voltaje diferencial de entrada igual a una onda senoidal de 50mV pico, frecuencia de 20 Hz, sin offset. Mida y capture la forma de onda a la salida del amplificador (V_{out}). Reportar la relación de ganancia y fase entre entrada-salida.
c. Dejando constante la amplitud de la señal del voltaje diferencial, aumente paulatinamente la frecuencia de la senoidal, mientras observa la señal en V_{out}.
Anote la frecuencia para la cual se tiene una atenación de 3 dB (ancho de banda) en la señal de salida de salida del amplificador de instrumentación.

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México
Nada humano me es ajeno

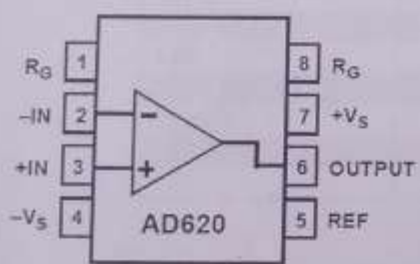
Laboratorio Adquisición de Datos
Practica #2
Amplificador de Instrumentación

Objetivo: El alumno experimentará con un amplificador de instrumentación para determinar sus características en modo diferencial y modo común.

Material y equipo:

Amplificador de instrumentación AD620 (junto con hojas de datos).
Resistencia para lograr una ganancia diferencial de 10.
Potenciómetro para generar un voltaje de cd en modo común.
Fuente de voltaje, generador de funciones y osciloscopio.

Introducción:



Un amplificador de instrumentación (AI) es un amplificador diferencial implementado de forma que cuenta con las siguientes especificaciones: una impedancia de entrada muy grande, tanto en modo diferencial como en modo común, una impedancia de salida muy baja, una ganancia muy estable usualmente en el rango de 1 a 1000 y una razón de rechazo de modo común muy grande.
En la presente práctica se experimentará con un AI para determinar sus características de modo común y modo diferencial. EL AI usado es el AD620, un amplificador de instrumentación basado en la configuración de triple amplificador operacional.

Cuestionario previo:

a) Para la configuración de un AI de triple amplificador operacional, desarrolle la razón de rechazo de modo común (CMRR).
b) Investigue los efectos de corriente directa del AD620 y realice un análisis teórico del error total referido tanto a la entrada como a la salida.

Desarrollo:

1. **Ganancia diferencial.** De acuerdo a las hojas de datos, conectar el amplificador de instrumentación de forma que la ganancia de la configuración sea de 10

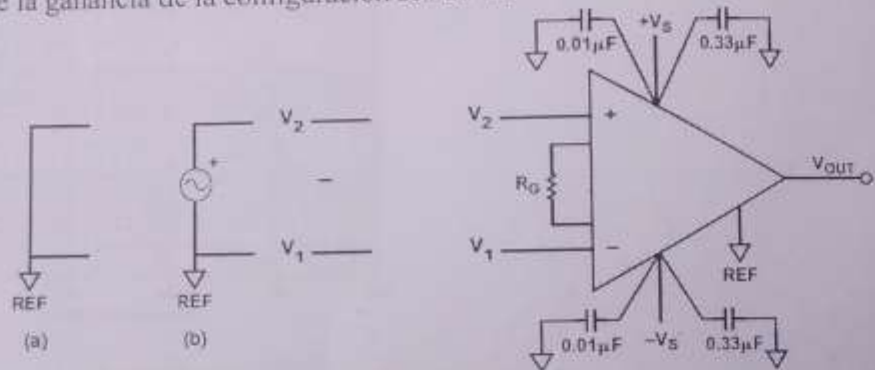
Cuestionario previo:

a) Para la configuración de un AI de triple amplificador operacional, desarrolle la razón de rechazo de modo común (CMRR).

b) Investigue los efectos de corriente directa del AD620 y realice un análisis teórico del error total referido tanto a la entrada como a la salida.

Desarrollo:

1. **Ganancia diferencial.** De acuerdo a las hojas de datos, conectar el amplificador de instrumentación de forma que la ganancia de la configuración sea de 10.



   a. Dejando en tierra las entradas (V_1 y V_2) del amplificador observe el voltaje de offset a la salida. Anote sus mediciones.

   b. Por medio de un generador de funciones entre las terminales V_2 y V_1, aplicar un voltaje diferencial de entrada igual a una onda senoidal de 50mV pico, frecuencia de 20 Hz, sin offset. Mida y capture la forma de onda a la salida del amplificador (V_{out}). Reportar la relación de ganancia y fase entre entrada-salida.

   c. Dejando constante la amplitud de la señal del voltaje diferencial, aumente paulatinamente la frecuencia de la senoidal, mientras observa la señal en V_{out}.
   Anote la frecuencia para la cual se tiene una atenación de 3 dB (ancho de banda) en la señal de salida de salida del amplificador de instrumentación.

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México
Nada humano me es ajeno

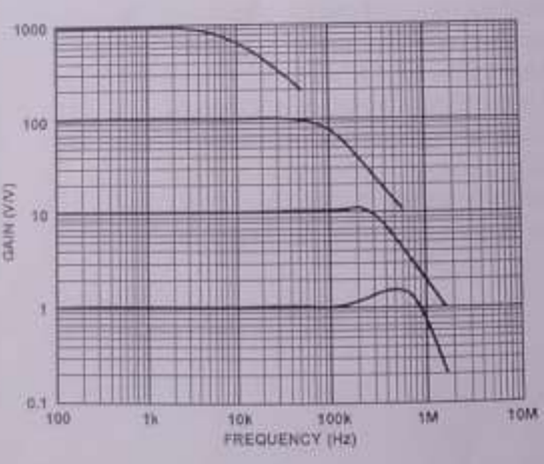
Laboratorio Adquisición de Datos
Practica #2
Amplificador de Instrumentación

Anote sus resultados en la siguiente tabla:

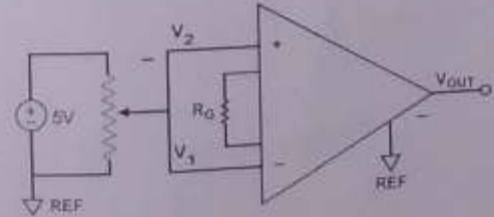
Frecuencia [Hz]	V_o	Ganancia [dB]	Fase [°]
20			
500			
1000			
2000			
4000			
8000			
16000			
32000			
64000			
128000			
256000			
512000			
1024000			

d. Siga incrementando la frecuencia lo más posible, de forma que se esté cerca de la ganancia unitaria del amplificador. Anote o extrapole la frecuencia de ganancia unitaria. ¿Qué pendiente de atenuación tiene el amplificador?

e. Dibuje la respuesta en frecuencia (ganancia y fase) del AD620. ¿Cómo se compara con los datos del fabricante?



2. **Razón de rechazo modo común en CD.** Utilice la misma ganancia diferencial del punto anterior.



a. Aplique un voltaje de 1 volt (cd) en modo común a la entrada del amplificador.

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México
Nada humano me es ajeno

Laboratorio Adquisición de Datos
Practica #2
Amplificador de Instrumentación

Anote sus resultados en la siguiente tabla:

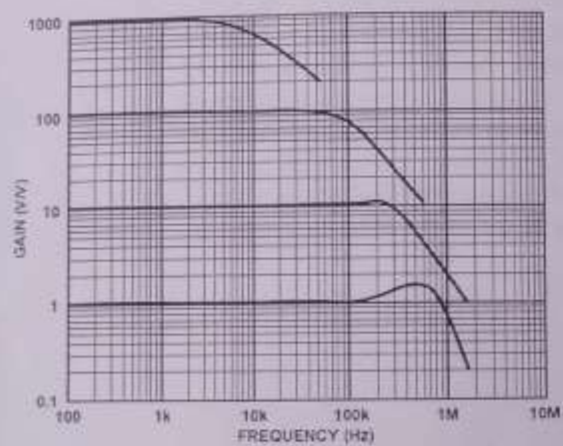
Frecuencia [Hz]	V_o	Ganancia [dB]	Fase [°]
20			
500			
1000			
2000			
4000			
8000			
16000			
32000			
64000			
128000			
256000			
512000			
1024000			

d. Siga incrementando la frecuencia lo más posible, de forma que se esté cerca de la ganancia unitaria del amplificador. Anote o extrapole la frecuencia de ganancia unitaria. ¿Qué pendiente de atenuación tiene el amplificador?

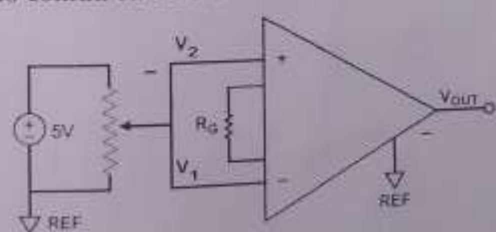
e. Dibuje la respuesta en frecuencia (ganancia y fase) del AD620. ¿Cómo se compara con los datos

d. Siga incrementando la frecuencia lo más posible, de forma que se esté cerca de la ganancia unitaria del amplificador. Anote o extrapole la frecuencia de ganancia unitaria. ¿Qué pendiente de atenuación tiene el amplificador?

e. Dibuje la respuesta en frecuencia (ganancia y fase) del AD620. ¿Cómo se compara con los datos del fabricante?



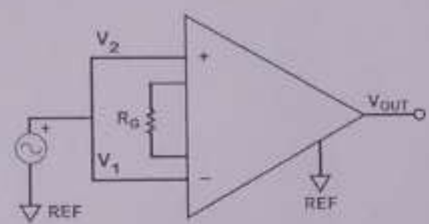
2. **Razón de rechazo modo común en CD.** Utilice la misma ganancia diferencial del punto anterior.



a. Aplique un voltaje de 1 volt (cd) en modo común a la entrada del amplificador.

b. Por medio del osciloscopio mida el voltaje de salida del amplificador. Anote su medición.
c. Incremente el voltaje de modo común a 5 volts (cd) y vuelva a medir el voltaje de salida del amplificador.
d. Explique como se calcula el CMRR a partir del voltaje de offset y el cambio en el voltaje de modo común.
e. Utilizando las mediciones de los incisos b y c calcule el CMRR. ¿Se ajusta a los datos proporcionados por el fabricante?

3. **Razón de rechazo modo común, respuesta en frecuencia.** Utilice la misma configuración que en el punto 2, pero ahora reemplace el voltaje de directa en modo común por el generador de funciones.



a. Aplique un voltaje de entrada de modo común igual a una onda senoidal de 5 volts pico-pico, con una frecuencia de la mitad del ancho de banda medido en el punto 1.c
b. Por medio del osciloscopio mida tanto el voltaje de entrada al amplificador como el voltaje de salida. Capture la forma de onda así como las mediciones de amplitud pico-pico y voltaje RMS.
c. Aplique un voltaje de entrada de modo común igual a una onda senoidal de 20 volts pico-pico, con una frecuencia de la mitad del ancho de banda medido en el punto 1.c
d. Por medio del osciloscopio mida tanto el voltaje de entrada al amplificador como el voltaje de salida. Capture la forma de onda así como las mediciones de amplitud pico-pico y voltaje RMS.
e. Determine el CMRR, usando como referencia la medición del punto 3.d y 1.b
f. Aumente la frecuencia de la señal senoidal, observe el comportamiento del voltaje de salida del amplificador. Anote sus observaciones. En particular capture el voltaje de salida para la frecuencia de corte y calcule el CMRR para esa frecuencia.
g. Siga aumentando la frecuencia. Registre el valor más bajo para el CMRR que pueda lograr y para que frecuencia se consiguió ese valor

Laboratorio Adquisición de Datos
Practica #2
Amplificador de Instrumentación

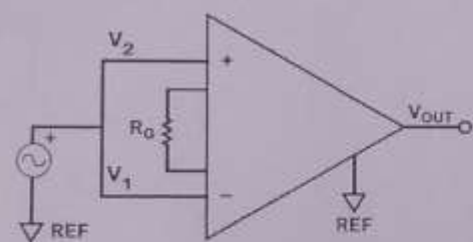
b. Por medio del osciloscopio mida el voltaje de salida del amplificador. Anote su medición.

c. Incremente el voltaje de modo común a 5 volts (cd) y vuelva a medir el voltaje de salida del amplificador.

d. Explique como se calcula el CMRR a partir del voltaje de offset y el cambio en el voltaje de modo común.

e. Utilizando las mediciones de los incisos b y c calcule el CMRR. ¿Se ajusta a los datos proporcionados por el fabricante?

3. **Razón de rechazo modo común, respuesta en frecuencia.** Utilice la misma configuración que en el punto 2, pero ahora reemplace el voltaje de directa en modo común por el generador de funciones.



a. Aplique un voltaje de entrada de modo común igual a una onda senoidal de 5 volts pico-pico, con una frecuencia de la mitad del ancho de banda medido en el punto 1.c

b. Por medio del osciloscopio mida tanto el voltaje de entrada al amplificador como el voltaje de salida. Capture la forma de onda así como las mediciones de amplitud pico-pico y voltaje RMS.

c. Aplique un voltaje de entrada de modo común igual a una onda senoidal de 20 volts pico-pico, con una frecuencia de la mitad del ancho de banda medido en el punto 1.c

d. Por medio del osciloscopio mida tanto el voltaje de entrada al amplificador como el voltaje de salida. Capture la forma de onda así como las mediciones de amplitud pico-pico y voltaje RMS.

e. Determine el CMRR, usando como referencia la medición del punto 3.d y 1.b

f. Aumente la frecuencia de la señal senoidal, observe el comportamiento del voltaje de salida del amplificador. Anote sus observaciones. En particular capture el voltaje de salida para la frecuencia de corte y calcule el CMRR para esa frecuencia.

g. Siga aumentando la frecuencia. Registre el valor más bajo para el CMRR que pueda lograr y para que frecuencia se consiguió ese valor

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México
Nada humano me es ajeno

Laboratorio Adquisición de Datos
Practica #2
Amplificador de Instrumentación

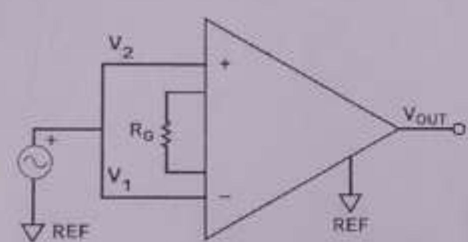
b. Por medio del osciloscopio mida el voltaje de salida del amplificador. Anote su medición.

c. Incremente el voltaje de modo común a 5 volts (cd) y vuelva a medir el voltaje de salida del amplificador.

d. Explique como se calcula el CMRR a partir del voltaje de offset y el cambio en el voltaje de modo común.

e. Utilizando las mediciones de los incisos b y c calcule el CMRR. ¿Se ajusta a los datos proporcionados por el fabricante?

3. **Razón de rechazo modo común, respuesta en frecuencia.** Utilice la misma configuración que en el punto 2, pero ahora reemplace el voltaje de directa en modo común por el generador de funciones.



a. Aplique un voltaje de entrada de modo común igual a una onda senoidal de 5 volts pico-pico, con una frecuencia de la mitad del ancho de banda medido en el punto 1.c
b. Por medio del osciloscopio mida tanto el voltaje de entrada al amplificador como el voltaje de salida. Capture la forma de onda así como las mediciones de amplitud pico-pico y voltaje RMS.
c. Aplique un voltaje de entrada de modo común igual a una onda senoidal de 20 volts pico-pico, con una frecuencia de la mitad del ancho de banda medido en el punto 1.c
d. Por medio del osciloscopio mida tanto el voltaje de entrada al amplificador como el voltaje de salida. Capture la forma de onda así como las mediciones de amplitud pico-pico y voltaje RMS.
e. Determine el CMRR, usando como referencia la medición del punto 3.d y 1.b
f. Aumente la frecuencia de la señal senoidal, observe el comportamiento del voltaje de salida del amplificador. Anote sus observaciones. En particular capture el voltaje de salida para la frecuencia de corte y calcule el CMRR para esa frecuencia.
g. Siga aumentando la frecuencia. Registre el valor más bajo para el CMRR que pueda lograr y para que frecuencia se consiguió ese valor

Práctica # 3: Filtros Butterworth Paso-Bajas (Activo...

Objetivo: El alumno experimentará con la realización de un filtro paso-bajas utili... ando la aproximación de Butterworth.

Material y equipo:

2 Amplificadores Operacionales (junto con hojas de datos).
Resistencia varias para armar los diferentes filtros.
Fuente de voltaje, generador de funciones y osciloscopio.

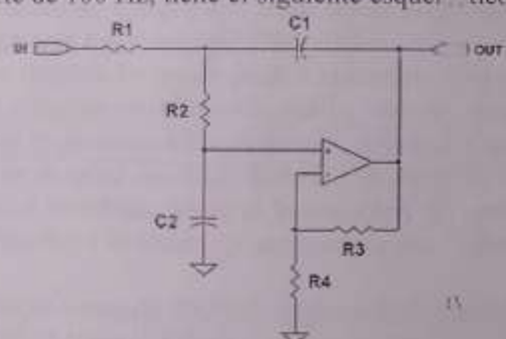
Introducción:
En un sistema de adquisición de datos los filtros más utilizados son los filtros act... os paso-bajas; siendo la aproximación más sencilla la aproximación de Butterworth.
Cuestionario:

a- Obtenga la función de transferencia normalizada (frecuencia de corte igu... a 1 rad/s) de un filtro Butterworth paso-bajas de segundo y cuarto orden.
b- Por medio del método de localización de polos, obtenga la función de tr... ferencia de un filtro de segundo orden y un filtro de cuarto orden, con una frecuencia de corte de 100 ... z.
c- Utilizando MatLab, obtenga el diagrama de Bode para los filtros del inciso b.

Desarrollo:

1. **Aproximación Butterworth de 2do orden.** Una realización Sallen-Key (... tro paso-bajas), con una ganancia de dos y una frecuencia de corte de 100 Hz, tiene el siguiente esquem... tico:

$R_1 = 22.51e3\ \Omega$
$C_1 = 100.0e\text{-}9$ F
$R_2 = 7.503e3\ \Omega$
$C_2 = 150.0e\text{-}9$ F
$R_3 = 47.00e3\ \Omega$
$R_4 = 47.00e3\ \Omega$



a. Por medio de un generador de funciones aplique una señal senoidal c... una frecuencia de 20 Hz y una amplitud de 1 Volt pico a pico a la entrada del filtro (IN).
b. Usando el osciloscopio, observe tanto la forma de onda a la entrada ... N) como a la salida de la realización (OUT). Reportar la relación entre entrada-salida, tanto ... magnitud como en fase. Nota: el defase de las dos señales se obtiene como un retraso, convert... a unidades de grados.
c. Dejando constante la amplitud de la señal senoidal, aumente paulati... nente la frecuencia de la senoidal, mientras observa la señal de salida. Anote la frecuencia y fa... para la cual se tiene una atenuación de 3 dB (ancho de banda) a la salida. ¿Corresponde con ... frecuencia de diseño de 100Hz? Explique su respuesta.
d. Siga incrementando la frecuencia en pasos de 200Hz y registre la ma... itud y fase de la señal de salida. ¿Qué pendiente de atenuación tiene el filtro?
e. Dibuje la respuesta en frecuencia del filtro (magnitud [dB] y fase[°], c... la frecuencia en Hz).
f. Usando el generador de funciones aplique un escalón unitario a la ... itrada del filtro. Capture tanto el escalón como la respuesta escalón del filtro. Mida el tiempo ... subida, el sobrepaso y el tiempo entre el inicio del escalón y el máximo sobrepaso.

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México
Nada humano me es ajeno

Laboratorio Adquisición y Manipulación de Da os

Práctica # 3: Filtros Butterworth Paso-Bajas (Activo

Objetivo: El alumno experimentará con la realización de un filtro paso-bajas utili ando la aproximación de Butterworth.

Material y equipo:

2 Amplificadores Operacionales (junto con hojas de datos).
Resistencia varias para armar los diferentes filtros.
Fuente de voltaje, generador de funciones y osciloscopio.

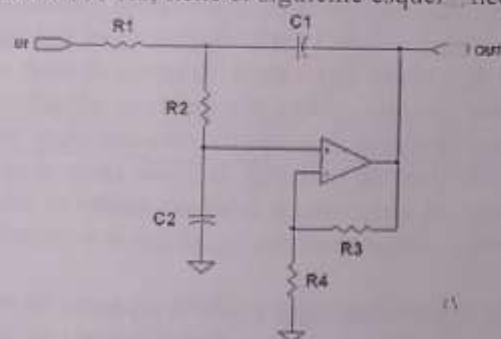
Introducción:
En un sistema de adquisición de datos los filtros más utilizados son los filtros act os paso-bajas; siendo la aproximación más sencilla la aproximación de Butterworth.
Cuestionario:

a- Obtenga la función de transferencia normalizada (frecuencia de corte igu a 1 rad/s) de un filtro Butterworth paso-bajas de segundo y cuarto orden.
b- Por medio del método de localización de polos, obtenga la función de tr ferencia de un filtro de segundo orden y un filtro de cuarto orden, con una frecuencia de corte de 100
c- Utilizando MatLab, obtenga el diagrama de Bode para los filtros del inciso b.

Desarrollo:

1. **Aproximación Butterworth de 2do orden.** Una realización Sallen-Key (tro paso-bajas), con una ganancia de dos y una frecuencia de corte de 100 Hz, tiene el siguiente esquer tico:

$R_1 = 22.51e3\ \Omega$
$C_1 = 100.0e\text{-}9\ F$
$R_2 = 7.503e3\ \Omega$
$C_2 = 150.0e\text{-}9\ F$
$R_3 = 47.00e3\ \Omega$
$R_4 = 47.00e3\ \Omega$



a. Por medio de un generador de funciones aplique una señal senoidal c una frecuencia de 20 Hz y una amplitud de 1 Volt pico a pico a la entrada del filtro (IN).
b. Usando el osciloscopio, observe tanto la forma de onda a la entrada) como a la salida de la realización (OUT). Reportar la relación entre entrada-salida, tanto magnitud como en fase. Nota: el defase de las dos señales se obtiene como un retraso, convert unidades de grados.
c. Dejando constante la amplitud de la señal senoidal, aumente paulati nente la frecuencia de la senoidal, mientras observa la señal de salida. Anote la frecuencia y f para la cual se tiene una atenuación de 3 dB (ancho de banda) a la salida. ¿Corresponde con frecuencia de diseño de 100Hz? Explique su respuesta.
d. Siga incrementando la frecuencia en pasos de 200Hz y registre la ma itud y fase de la señal de salida. ¿Qué pendiente de atenuación tiene el filtro?
e. Dibuje la respuesta en frecuencia del filtro (magnitud [dB] y fase[°], la frecuencia en Hz).
f. Usando el generador de funciones aplique un escalón unitario a la trada del filtro. Capture tanto el escalón como la respuesta escalón del filtro. Mida el tiempo subida, el sobrepaso y el tiempo entre el inicio del escalón y el máximo sobrepaso.

UACM
Universidad Autónoma
de la Ciudad de México
Nada humano me es ajeno

Laboratorio Adquisición y Manipulación de D os

Práctica # 3: Filtros Butterworth Paso-Bajas (Activo

Objetivo: El alumno experimentará con la realización de un filtro paso-bajas utili ndo la aproximación de Butterworth.

Material y equipo:

2 Amplificadores Operacionales (junto con hojas de datos).
Resistencia varias para armar los diferentes filtros.
Fuente de voltaje, generador de funciones y osciloscopio.

Introducción:

En un sistema de adquisición de datos los filtros más utilizados son los filtros act os paso-bajas; siendo la aproximación más sencilla la aproximación de Butterworth.

Cuestionario:

a- Obtenga la función de transferencia normalizada (frecuencia de corte igu a 1 rad/s) de un filtro Butterworth paso-bajas de segundo y cuarto orden.

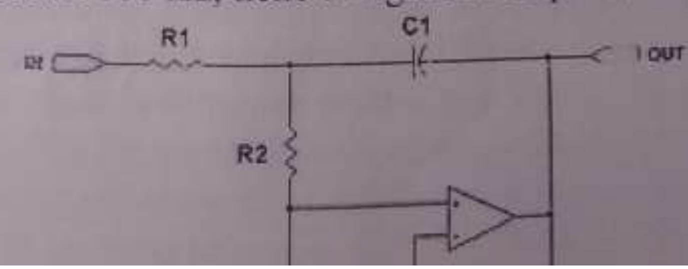
b- Por medio del método de localización de polos, obtenga la función de tr ferencia de un filtro de segundo orden y un filtro de cuarto orden, con una frecuencia de corte de 100 z.

c- Utilizando MatLab, obtenga el diagrama de Bode para los filtros del inciso b.

Desarrollo:

1. **Aproximación Butterworth de 2do orden.** Una realización Sallen-Key (tro paso-bajas), con una ganancia de dos y una frecuencia de corte de 100 Hz, tiene el siguiente esquer tico:

$R_1 = 22.51e3\ \Omega$
$C_1 = 100.0e\text{-}9$ F
$R_2 = 7.503e3\ \Omega$
$C_2 = 150.0e\text{-}9$ F
$R_3 = 47.00e3\ \Omega$



Butterworth paso-bajas de segundo y ...

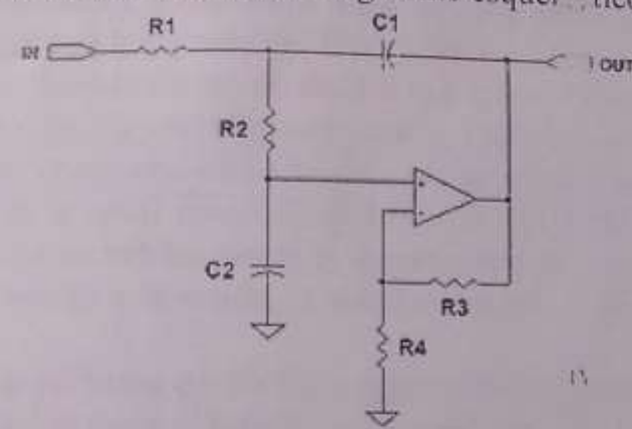
b- Por medio del método de localización de polos, obtenga la función de tr... ferencia de un filtro de segundo orden y un filtro de cuarto orden, con una frecuencia de corte de 100 ...z.

c- Utilizando MatLab, obtenga el diagrama de Bode para los filtros del inciso b.

Desarrollo:

1. **Aproximación Butterworth de 2do orden.** Una realización Sallen-Key (... tro paso-bajas), con una ganancia de dos y una frecuencia de corte de 100 Hz, tiene el siguiente esque... tico:

$R_1 = 22.51e3\ \Omega$
$C_1 = 100.0e\text{-}9\ F$
$R_2 = 7.503e3\ \Omega$
$C_2 = 150.0e\text{-}9\ F$
$R_3 = 47.00e3\ \Omega$
$R_4 = 47.00e3\ \Omega$



a. Por medio de un generador de funciones aplique una señal senoidal c... una frecuencia de 20 Hz y una amplitud de 1 Volt pico a pico a la entrada del filtro (IN).

b. Usando el osciloscopio, observe tanto la forma de onda a la entrada ...N) como a la salida de la realización (OUT). Reportar la relación entre entrada-salida, tanto ... magnitud como en fase. Nota: el defase de las dos señales se obtiene como un retraso, convert... a unidades de grados.

c. Dejando constante la amplitud de la señal senoidal, aumente paulati...nente la frecuencia de la senoidal, mientras observa la señal de salida. Anote la frecuencia y fa... para la cual se tiene una atenuación de 3 dB (ancho de banda) a la salida. ¿Corresponde con ... frecuencia de diseño de 100Hz? Explique su respuesta.

d. Siga incrementando la frecuencia en pasos de 200Hz y registre la ma...itud y fase de la señal de salida. ¿Qué pendiente de atenuación tiene el filtro?

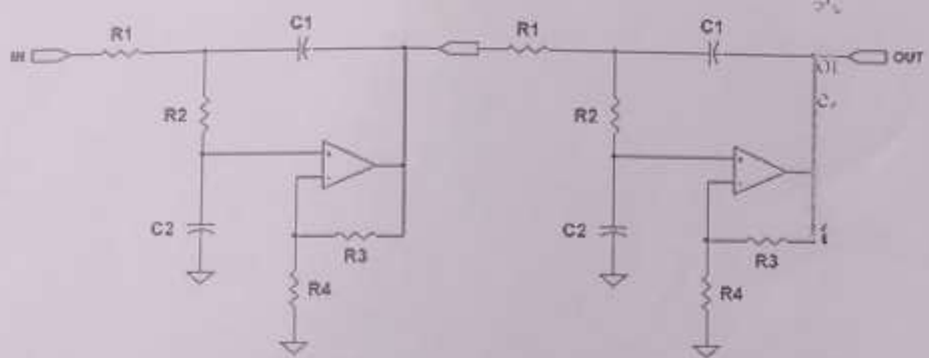
e. Dibuje la respuesta en frecuencia del filtro (magnitud [dB] y fase[°], ... la frecuencia en Hz).

f. Usando el generador de funciones aplique un escalón unitario a la ...trada del filtro. Capture tanto el escalón como la respuesta escalón del filtro. Mida el tiempo ... subida, el sobrepaso y el tiempo entre el inicio del escalón y el máximo sobrepaso.

2. **Aproximación Butterworth de 4to orden.** Una realización Sallen-Key (filtro paso-bajas), con una ganancia de dos y una frecuencia de corte de 100 Hz, tiene el siguiente esquemático:

Primera etapa:
$R_1 = 17.23e3\Omega$
$C_1 = 100.0e\text{-}9$ F
$R_2 = 11.60e3\Omega$
$C_2 = 126.8e\text{-}9$ F
$R_3 = 47.00e3\ \Omega$
$R_4 = 113.5e3\Omega$

Segunda etapa:
$R_1 = 41.60e3\ \Omega$
$C_1 = 100.0e\text{-}9$ F
$R_2 = 10.86e3\ \Omega$
$C_2 = 56.06e\text{-}9$ F
$R_3 = 47.00e3\ \Omega$
$R_4 = 113.5e3\ \Omega$



a. Por medio de un generador de funciones aplique una señal senoidal con una frecuencia de 20 Hz y una amplitud de 1 Volt pico a pico a la entrada del filtro (IN).
b. Usando el osciloscopio, observe tanto la forma de onda a la entrada (IN) como a la salida de la realización (OUT). Reportar la relación entre entrada-salida, tanto en magnitud como en fase. Nota: el defase de las dos señales se obtiene como un retraso, convertir a unidades de grados.
c. Dejando constante la amplitud de la señal senoidal, aumente paulatinamente la frecuencia de la senoidal, mientras observa la señal de salida. Anote la frecuencia y fase para la cual se tiene una atenuación de 3 dB (ancho de banda) a la salida. ¿Corresponde con la frecuencia de diseño de 100Hz? Explique su respuesta.
d. Siga incrementando la frecuencia en pasos de 200Hz y registre la magnitud y fase de la señal de salida. ¿Qué pendiente de atenuación tiene el filtro?
e. Dibuje la respuesta en frecuencia del filtro (magnitud [dB] y fase[°], con la frecuencia en Hz).
f. Usando el generador de funciones aplique un escalón unitario a la entrada del filtro. Capture tanto el escalón como la respuesta escalón del filtro. Mida el tiempo de subida, el sobrepaso y el tiempo entre el inicio del escalón y el máximo sobrepaso.
g. Para una frecuencia de la señal de entrada de 50KHz, aumente la amplitud de la señal a 5 Volts pico a pico. ¿Qué efecto se tiene en la señal a la salida?

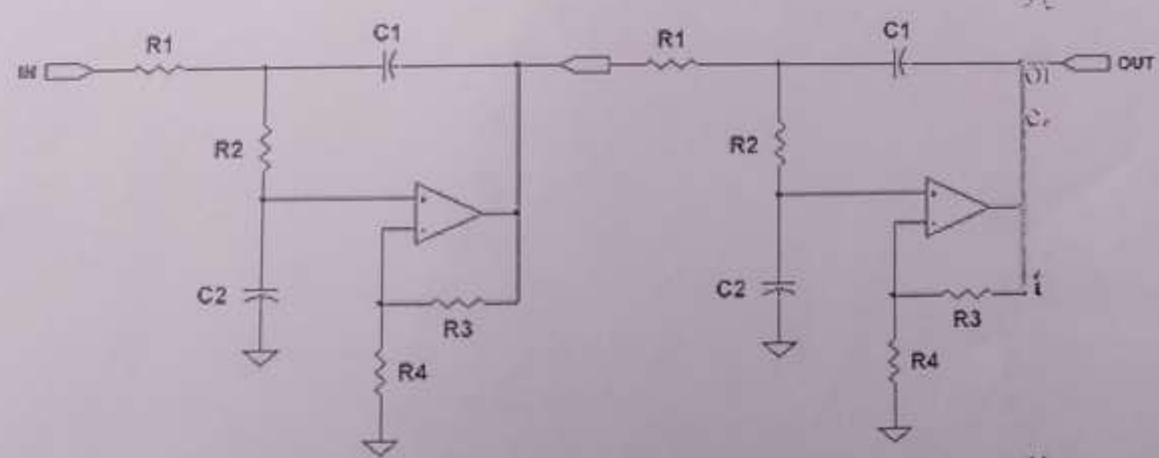
Tras implementar los filtros de los puntos 1 y 2:

a. ¿Qué se puede concluir sobre la sensibilidad de la respuesta en frecuencia con respecto al valor de los componentes discretos?
b. Para el punto 2.g, ¿Qué efecto se presenta al aumentar la amplitud de la señal de entrada?
c. En su opinión, tomando en cuenta la facilidad de implementación, junto con el orden y el desempeño del filtro como se comparan los dos filtros implementados?
d. Calcule para las dos funciones de transferencia su selectividad y su factor de forma (a=3dB y b=40dB). Compare los resultados con la respuesta en frecuencia de los filtros obtenidos en los incisos 1.e y 2.e

Laboratorio Adquisición y Manipulación de Da[illegible]os

2. **Aproximación Butterworth de 4to orden.** Una realización Sallen-Key (f[illegible]tro paso-bajas), con una ganancia de dos y una frecuencia de corte de 100 Hz, tiene el siguiente esquem[illegible]tico:

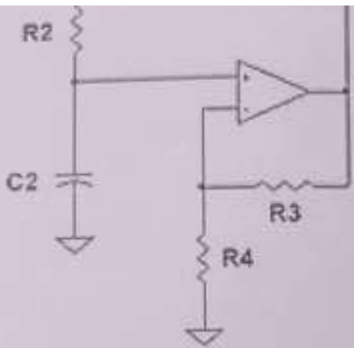
Primera etapa:	Segunda etapa:
$R_1 = 17.23e3\Omega$	$R_1 = 41.60e3\ \Omega$
$C_1 = 100.0e\text{-}9$ F	$C_1 = 100.0e\text{-}9$ F
$R_2 = 11.60e3\Omega$	$R_2 = 10.86e3\ \Omega$
$C_2 = 126.8e\text{-}9$ F	$C_2 = 56.06e\text{-}9$ F
$R_3 = 47.00e3\ \Omega$	$R_3 = 47.00e3\ \Omega$
$R_4 = 113.5e3\Omega$	$R_4 = 113.5e3\ \Omega$

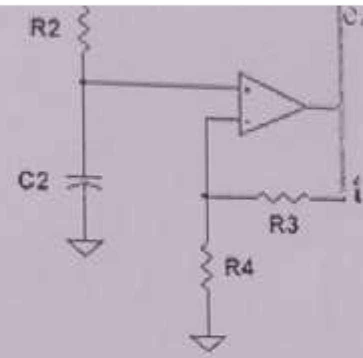


a. Por medio de un generador de funciones aplique una señal senoidal c[illegible] una frecuencia de 20 Hz y una amplitud de 1 Volt pico a pico a la entrada del filtro (IN).

b. Usando el osciloscopio, observe tanto la forma de onda a la entrada [illegible]) como a la salida de la realización (OUT). Reportar la relación entre entrada-salida, tanto [illegible] magnitud como en fase. Nota: el defase de las dos señales se obtiene como un retraso, convert[illegible] a unidades de grados.

c. Dejando constante la amplitud de la señal senoidal, aumente paulati[illegible]nente la frecuencia de la [illegible] para la cual se tiene una





ii

a. Por medio de un generador de funciones aplique una señal senoidal c una frecuencia de 20 Hz y una amplitud de 1 Volt pico a pico a la entrada del filtro (IN).
b. Usando el osciloscopio, observe tanto la forma de onda a la entrada ( ) como a la salida de la realización (OUT). Reportar la relación entre entrada-salida, tanto magnitud como en fase. Nota: el defase de las dos señales se obtiene como un retraso, convert a unidades de grados.
c. Dejando constante la amplitud de la señal senoidal, aumente paulati mente la frecuencia de la senoidal, mientras observa la señal de salida. Anote la frecuencia y fa para la cual se tiene una atenuación de 3 dB (ancho de banda) a la salida. ¿Corresponde con frecuencia de diseño de 100Hz? Explique su respuesta.
d. Siga incrementando la frecuencia en pasos de 200Hz y registre la ma itud y fase de la señal de salida. ¿Qué pendiente de atenuación tiene el filtro?
e. Dibuje la respuesta en frecuencia del filtro (magnitud [dB] y fase[°], c n la frecuencia en Hz).
f. Usando el generador de funciones aplique un escalón unitario a la trada del filtro. Capture tanto el escalón como la respuesta escalón del filtro. Mida el tiempo subida, el sobrepaso y el tiempo entre el inicio del escalón y el máximo sobrepaso.
g. Para una frecuencia de la señal de entrada de 50KHz, aumente la am itud de la señal a 5 Volts pico a pico. ¿Qué efecto se tiene en la señal a la salida?

3. Tras implementar los filtros de los puntos 1 y 2:
   a. ¿Qué se puede concluir sobre la sensibilidad de la respuesta en frecue ia con respecto al valor de los componentes discretos?
   b. Para el punto 2 g. ¿Qué efecto se presenta al aumentar la amplitud de señal de entrada? ... con el orden y el

a. Por medio de un generador de funciones aplique una señal senoidal c[illegible] una frecuencia de 20 Hz y una amplitud de 1 Volt pico a pico a la entrada del filtro (IN).
b. Usando el osciloscopio, observe tanto la forma de onda a la entrada [illegible]) como a la salida de la realización (OUT). Reportar la relación entre entrada-salida, tanto [illegible] magnitud como en fase. Nota: el defase de las dos señales se obtiene como un retraso, convert[illegible] a unidades de grados.
c. Dejando constante la amplitud de la señal senoidal, aumente paulatin[illegible]mente la frecuencia de la senoidal, mientras observa la señal de salida. Anote la frecuencia y fa[illegible] para la cual se tiene una atenuación de 3 dB (ancho de banda) a la salida. ¿Corresponde con [illegible] frecuencia de diseño de 100Hz? Explique su respuesta.
d. Siga incrementando la frecuencia en pasos de 200Hz y registre la ma[illegible]itud y fase de la señal de salida. ¿Qué pendiente de atenuación tiene el filtro?
e. Dibuje la respuesta en frecuencia del filtro (magnitud [dB] y fase[°], c[illegible]n la frecuencia en Hz).
f. Usando el generador de funciones aplique un escalón unitario a la [illegible]ntrada del filtro. Capture tanto el escalón como la respuesta escalón del filtro. Mida el tiempo [illegible] subida, el sobrepaso y el tiempo entre el inicio del escalón y el máximo sobrepaso.
g. Para una frecuencia de la señal de entrada de 50KHz, aumente la am[illegible]itud de la señal a 5 Volts pico a pico. ¿Qué efecto se tiene en la señal a la salida?

3. Tras implementar los filtros de los puntos 1 y 2:
   a. ¿Qué se puede concluir sobre la sensibilidad de la respuesta en frecue[illegible]ia con respecto al valor de los componentes discretos?
   b. Para el punto 2.g, ¿Qué efecto se presenta al aumentar la amplitud de [illegible] señal de entrada?
   c. En su opinión, tomando en cuenta la facilidad de implementación, ju[illegible] con el orden y el desempeño del filtro como se comparan los dos filtros implementados[illegible]
   d. Calcule para las dos funciones de transferencia su selectividad y su fa[illegible]or de forma (a=3dB y b=40dB). Compare los resultados con la respuesta en frecuencia de lo[illegible]filtros obtenidos en los incisos 1.e y 2.e

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México
Nada humano me es ajeno

ADQUISICIÓN Y MANIPULACIÓN DE DATOS

Evaluación Formativa #1

Nombre: ____ Fecha: ______________
Matrícula: ____ Semestre: _____-______

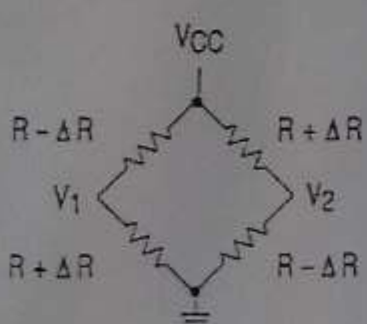
Instrucciones: Lea atentamente y sólo conteste lo que se le pide. El tiempo de duración del examen es de 1.5 horas

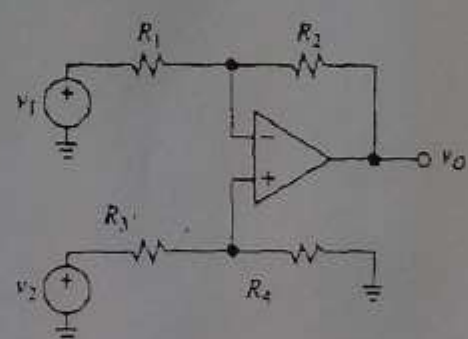
<u>Parte No.1</u> *Conteste las preguntas de acuerdo a la literatura propia de la materia. Cada pregunta tiene un valor de 0.5 puntos.*

1. Un sistema de adquisición de datos se puede describir por un diagrama de bloques: iniciando desde el origen de los datos (sensores) y acabando en el análisis y desplegado de los datos. Explique la función de cada uno de los bloques de ese diagrama.
2. Explique las principales diferencias entre un amplificador diferencial y un amplificador de instrumentación.
3. Explique las ventajas y desventajas entre una salida de un sensor: como señal diferencial y como señal referida a tierra.
4. Explique como se define la razón de rechazo de modo común (CMRR) y como nos sirve para determinar el comportamiento de un amplificador.
5. Describa los errores de corriente directa de un amplificador de instrumentación.
6. ¿Qué efecto tiene la velocidad de respuesta de un amplificador operacional en la amplificación de señales senoidales?

<u>Parte No.2</u> *Conteste los problemas de acuerdo a la literatura propia de la materia.*

1. Considere un amplificador diferencial, con $R_1 = 4K\Omega$, $R_2 = 20K\Omega$, $R_3 = 100K\Omega$ y $R_4 = 650\Omega$, que sirve para amplificar la salida de un circuito puente de cuatro ramas activas (las cuatro ramas cambian de forma simultanea de acuerdo a un ΔR) con $R=10K\Omega$ y Vcc= 5 volts. (Valor: 4.5 Puntos)





Calcular:

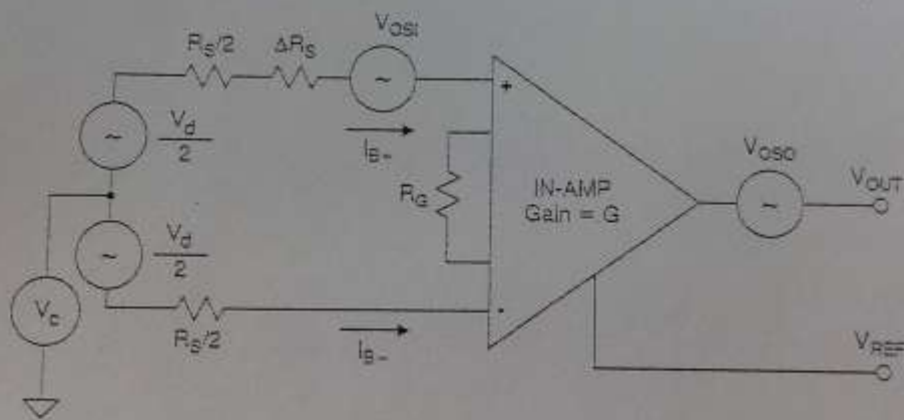
a. La ganancia diferencial (G_d) del amplificador.
b. La ganancia de modo común (G_c) del amplificador.
c. El CMRR.
d. Para un $\Delta R=150\Omega$, calcule el voltaje de salida v_o

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México
Nada humano me es ajeno

ADQUISICIÓN Y MANIPULACIÓN DE DATOS

Evaluación Formativa #1

2. Un amplificador de instrumentación con una ganancia G=100 y con los siguientes parámetros: CMRR=120dB, v_{osi} = 10mV, v_{oso} = 65mV, i_B = 4nA, i_{OS} = 3nA, NL=0.1%FS, con un FS=30Volts y la respuesta en frecuencia mostrada en la figura; se utiliza para amplificar la salida de un sensor que tiene una impedancia de salida de 200Ω con un desbalance de 30Ω.
    a. Determinar el error de corriente directa referido a la salida. (Valor: 2.5 Puntos)



UACM
Universidad Autónoma
de la Ciudad de México
Nada humano me es ajeno

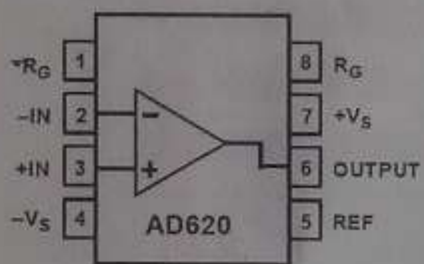
Laboratorio Adquisición de Datos
Practica #2
Amplificador de Instrumentación

Objetivo: El alumno experimentará con un amplificador de instrumentación para determinar sus características en modo diferencial y modo común.

Material y equipo:

Amplificador de instrumentación AD620 (junto con hojas de datos).
Resistencia para lograr una ganancia diferencial de 10.
Potenciómetro para generar un voltaje de cd en modo común.
Fuente de voltaje, generador de funciones y osciloscopio.

Introducción:



Un amplificador de instrumentación (AI) es un amplificador diferencial implementado de forma que cuenta con las siguientes especificaciones: una impedancia de entrada muy grande, tanto en modo diferencial como en modo común, una impedancia de salida muy baja, una ganancia muy estable usualmente en el rango de 1 a 1000 y una razón de rechazo de modo común muy grande.

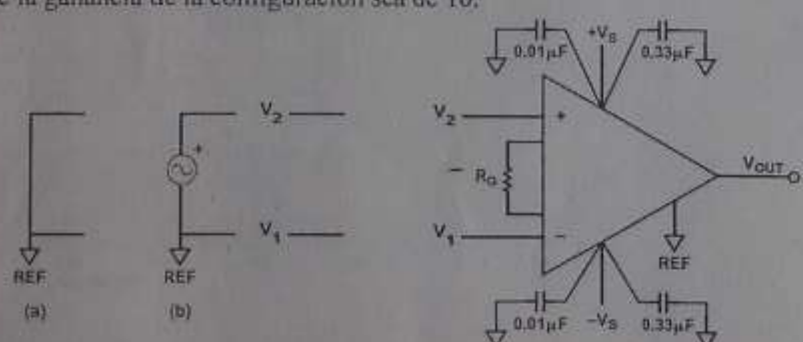
En la presente práctica se experimentará con un AI para determinar sus características de modo común y modo diferencial. EL AI usado es el AD620, un amplificador de instrumentación basado en la configuración de triple amplificador operacional.

Cuestionario previo:

a) Para la configuración de un AI de triple amplificador operacional, desarrolle la razón de rechazo de modo común (CMRR).
b) Investigue los efectos de corriente directa del AD620 y realice un análisis teórico del error total referido tanto a la entrada como a la salida.

Desarrollo:

1. **Ganancia diferencial.** De acuerdo a las hojas de datos, conectar el amplificador de instrumentación de forma que la ganancia de la configuración sea de 10.



$R_G = 5.6\ k\Omega$

a. Dejando en tierra las entradas (V_1 y V_2) del amplificador observe el voltaje de offset a la salida. Anote sus mediciones. 3.7mV
b. Por medio de un generador de funciones entre las terminales V_2 y V_1, aplicar un voltaje diferencial de entrada igual a una onda senoidal de 50mV pico, frecuencia de 20 Hz, sin offset. Mida y capture la forma de onda a la salida del amplificador (V_{out}). Reportar la relación de ganancia y fase entre entrada-salida.
c. Dejando constante la amplitud de la señal del voltaje diferencial, aumente paulatinamente la frecuencia de la senoidal, mientras observa la señal en V_{out}.
Anote la frecuencia para la cual se tiene una atenación de 3 dB (ancho de banda) en la señal de salida de salida del amplificador de instrumentación.

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México
Nada humano me es ajeno

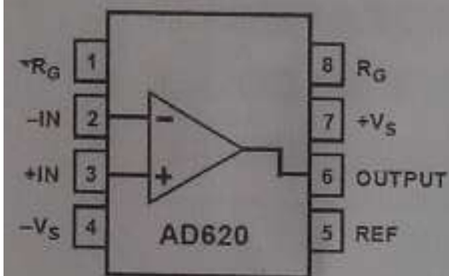
Laboratorio Adquisición de Datos
Practica #2
Amplificador de Instrumentación

Objetivo: El alumno experimentará con un amplificador de instrumentación para determinar sus características en modo diferencial y modo común.

Material y equipo:

Amplificador de instrumentación AD620 (junto con hojas de datos).
Resistencia para lograr una ganancia diferencial de 10.
Potenciómetro para generar un voltaje de cd en modo común.
Fuente de voltaje, generador de funciones y osciloscopio.

Introducción:



Un amplificador de instrumentación (AI) es un amplificador diferencial implementado de forma que cuenta con las siguientes especificaciones: una impedancia de entrada muy grande, tanto en modo diferencial como en modo común, una impedancia de salida muy baja, una ganancia muy estable usualmente en el rango de 1 a 1000 y una razón de rechazo de modo común muy grande.
En la presente práctica se experimentará con un AI para determinar sus características de modo común y modo diferencial. EL AI usado es el AD620, un amplificador de instrumentación basado en la configuración de triple amplificador operacional.

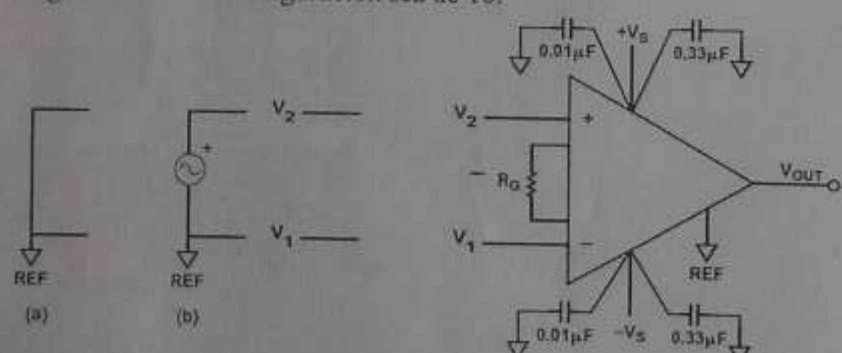
Cuestionario previo:

a) Para la configuración de un AI de triple amplificador operacional, desarrolle la razón de rechazo de modo común (CMRR).
b) Investigue los efectos de corriente directa del AD620 y realice un análisis teórico del error total referido tanto a la entrada como a la salida.

Desarrollo:

1. **Ganancia diferencial.** De acuerdo a las hojas de datos, conectar el amplificador de instrumentación de forma que la ganancia de la configuración sea de 10.

$R_G = 5.6\ k\Omega$



a. Dejando en tierra las entradas (V_1 y V_2) del amplificador observe el voltaje de offset a la salida. Anote sus mediciones. 3.7mV
b. Por medio de un generador de funciones entre las terminales V_2 y V_1, aplicar un voltaje diferencial de entrada igual a una onda senoidal de 50mV pico, frecuencia de 20 Hz, sin offset. Mida y capture la forma de onda a la salida del amplificador (V_{out}). Reportar la relación de ganancia y fase entre entrada-salida.
c. Dejando constante la amplitud de la señal del voltaje diferencial, aumente paulatinamente la frecuencia de la senoidal, mientras observa la señal en V_{out}.
Anote la frecuencia para la cual se tiene una atenación de 3 dB (ancho de banda) en la señal de salida de salida del amplificador de instrumentación.

Laboratorio Adquisición de Datos
Practica #2
Amplificador de Instrumentación

$-Fase = \frac{360t}{T}$

200mVpp $\quad 20 \log\left(\frac{V_o}{V_i}\right) \quad$ 100mVpp = Vent

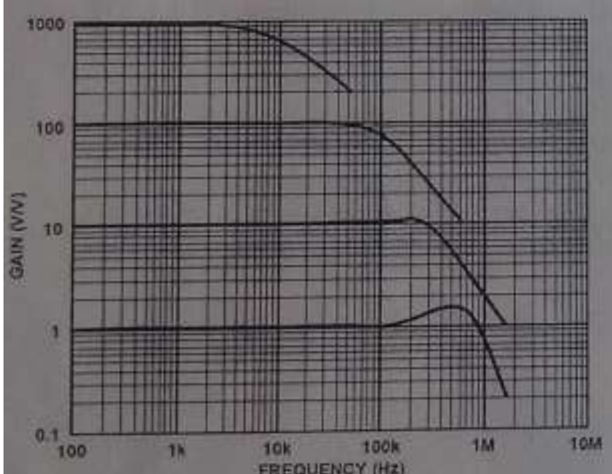
Anote sus resultados en la siguiente tabla:

2Vpp
2.08

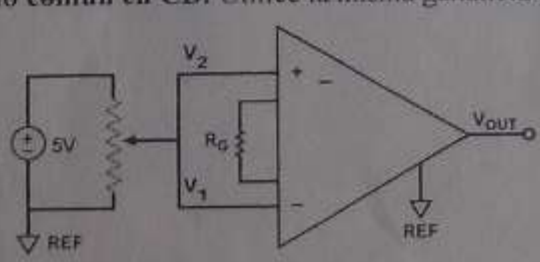
Frecuencía [Hz]	V_o	Ganancia [dB]	Fase [°]	
20	1.1Vp 357mV	32.8691	-23.92°	t = 3.6ms
500	〃	〃	-7.2°	40μs
1000			-7.2°	20μs
2000	〃	〃	-7.2°	10μs
4000	〃	〃	-6.912°	4.8μs
8000			-5.76°	2μs
16000			-5.76°	1μs
32000			-5.9904°	520ns
64000			-10.5984°	460ns
128000			-28.5696°	620ns
256000			-62.6688°	680ns
512000	856mVp 300mV	18.6495	-125.3376°	680ns
1024000	312mVp 114mV	9.8831	-221.1840	600ns

d. Siga incrementando la frecuencia lo más posible, de forma que se esté cerca de la ganancia unitaria del amplificador. Anote o extrapole la frecuencia de ganancia unitaria. ¿Qué pendiente de atenuación tiene el amplificador? 1.624 Hz

e. Dibuje la respuesta en frecuencia (ganancia y fase) del AD620. ¿Cómo se compara con los datos del fabricante?



2. **-Razón de rechazo modo común en CD.** Utilice la misma ganancia diferencial del punto anterior.



a. Aplique un voltaje de 1 volt (cd) en modo común a la entrada del amplificador.

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México
Nada humano me es ajeno

Laboratorio Adquisición de Datos
Practica #2
Amplificador de Instrumentación

$-Fase = \frac{360 t}{T}$

200mVpp $\quad 20 \log \left(\frac{V_o}{V_i}\right) \quad$ 100mVpp = Vent

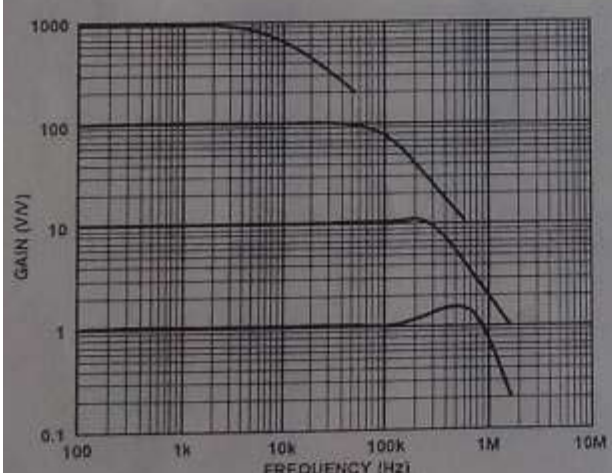
2Vpp
.08

Anote sus resultados en la siguiente tabla:

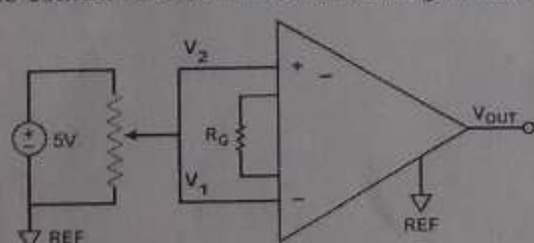
Frecuencia [Hz]	V_o	Ganancia [dB]	Fase [°]	
20	1.1Vp 357mV	32.8691	−23.92°	t = 3.6ms
500	"	"	−7.2°	40μs
1000	"	"	−7.2°	20μs
2000	"	"	−7.2°	10μs
4000	"	"	−6.912°	4.8μs
8000			−5.76°	2μs
16000			−5.76°	1μs
32000			−5.9904°	520ns
64000			−10.5984°	460ns
128000			−28.5696°	620ns
256000			−62.6688°	680ns
512000	856mVp 300mV	18.6495	−125.3376°	680ns
1024000	312mVp 114mV	9.8831	−221.1840	600ns

d. Siga incrementando la frecuencia lo más posible, de forma que se esté cerca de la ganancia unitaria del amplificador. Anote o extrapole la frecuencia de ganancia unitaria. ¿Qué pendiente de atenuación tiene el amplificador? 1.624 MHz

e. Dibuje la respuesta en frecuencia (ganancia y fase) del AD620. ¿Cómo se compara con los datos del fabricante?



2. **– Razón de rechazo modo común en CD.** Utilice la misma ganancia diferencial del punto anterior.



a. Aplique un voltaje de 1 volt (cd) en modo común a la entrada del amplificador.

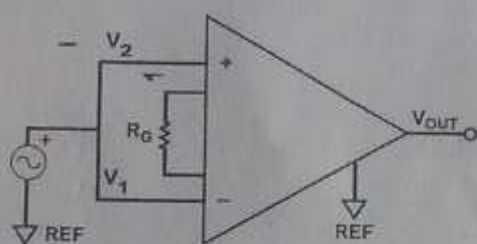
b. Por medio del osciloscopio mida el voltaje de salida del amplificador. Anote su medición.

c. Incremente el voltaje de modo común a 5 volts (cd) y vuelva a medir el voltaje de salida del amplificador.

d. Explique como se calcula el CMRR a partir del voltaje de offset y el cambio en el voltaje de modo común.

e. Utilizando las mediciones de los incisos b y c calcule el CMRR. ¿Se ajusta a los datos proporcionados por el fabricante?

3. **Razón de rechazo modo común, respuesta en frecuencia.** Utilice la misma configuración que en el punto 2, pero ahora reemplace el voltaje de directa en modo común por el generador de funciones.



a. Aplique un voltaje de entrada de modo común igual a una onda senoidal de 5 volts pico-pico, con una frecuencia de la mitad del ancho de banda medido en el punto 1.c

b. Por medio del osciloscopio mida tanto el voltaje de entrada al amplificador como el voltaje de salida. Capture la forma de onda así como las mediciones de amplitud pico-pico y voltaje RMS.

c. Aplique un voltaje de entrada de modo común igual a una onda senoidal de 20 volts pico-pico, con una frecuencia de la mitad del ancho de banda medido en el punto 1.c

d. Por medio del osciloscopio mida tanto el voltaje de entrada al amplificador como el voltaje de salida. Capture la forma de onda así como las mediciones de amplitud pico-pico y voltaje RMS.

e. Determine el CMRR, usando como referencia la medición del punto 3.d y 1.b

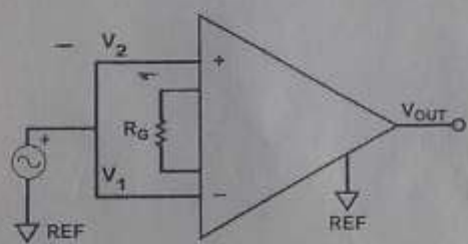
f. Aumente la frecuencia de la señal senoidal, observe el comportamiento del voltaje de salida del amplificador. Anote sus observaciones. En particular capture el voltaje de salida para la frecuencia de corte y calcule el CMRR para esa frecuencia.

g. Siga aumentando la frecuencia. Registre el valor más bajo para el CMRR que pueda lograr y para que frecuencia se consiguió ese valor

b. Por medio del osciloscopio mida el voltaje de salida del amplificador. Anote su medición.

c. Incremente el voltaje de modo común a 5 volts (cd) y vuelva a medir el voltaje de salida del amplificador.
d. Explique como se calcula el CMRR a partir del voltaje de offset y el cambio en el voltaje de modo común.
e. Utilizando las mediciones de los incisos b y c calcule el CMRR. ¿Se ajusta a los datos proporcionados por el fabricante?

3. **Razón de rechazo modo común, respuesta en frecuencia.** Utilice la misma configuración que en el punto 2, pero ahora reemplace el voltaje de directa en modo común por el generador de funciones.



a. Aplique un voltaje de entrada de modo común igual a una onda senoidal de 5 volts pico-pico, con una frecuencia de la mitad del ancho de banda medido en el punto 1.c
b. Por medio del osciloscopio mida tanto el voltaje de entrada al amplificador como el voltaje de salida. Capture la forma de onda así como las mediciones de amplitud pico-pico y voltaje RMS.
c. Aplique un voltaje de entrada de modo común igual a una onda senoidal de 20 volts pico-pico, con una frecuencia de la mitad del ancho de banda medido en el punto 1.c
d. Por medio del osciloscopio mida tanto el voltaje de entrada al amplificador como el voltaje de salida. Capture la forma de onda así como las mediciones de amplitud pico-pico y voltaje RMS.
e. Determine el CMRR, usando como referencia la medición del punto 3.d y 1.b
f. Aumente la frecuencia de la señal senoidal, observe el comportamiento del voltaje de salida del amplificador. Anote sus observaciones. En particular capture el voltaje de salida para la frecuencia de corte y calcule el CMRR para esa frecuencia.
g. Siga aumentando la frecuencia. Registre el valor más bajo para el CMRR que pueda lograr y para que frecuencia se consiguió ese valor

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México

ADQUISICIÓN Y MANIPULACIÓN DE DATOS

Evaluación Formativa #1

Nombre: José Alfredo Martínez Pérez Matricula:

Fecha: 26/06/15 Semestre:

Instrucciones: Lea atentamente y sólo conteste lo que se le pide. El tiempo de duración del examen es de 1.5 horas

Parte No.1 *Conteste las preguntas de acuerdo a la literatura propia de la materia. Cada pregunta tiene un valor de 0.5 puntos.*

1. Explique los conceptos de: banda de paso, banda de transición y banda de atenuación en la plantilla de diseño de un filtro paso-bajas.
2. Explique las características principales de la respuesta en frecuencia de un filtro paso-bajas Butterworth y compárelas con la respuesta en frecuencia de un filtro Chebyshev tipo 1.
3. ¿Qué efectos tiene en la respuesta en frecuencia (magnitud y fase) la desnormalización de la función de transferencia normalizada de un filtro?
4. Para el rango de frecuencias de 0-20MHz describa las ventajas de una realización activa de un filtro analógico (con amplificadores operacionales) sobre una realización pasiva.
5. ¿Cuál es el efecto de añadir ceros finitos en la función de transferencia de un filtro?
6. Explique las diferencias en la respuesta en frecuencia de un filtro Chebyshev tipo I y tipo II y su relación con el orden del filtro (par o impar).

Parte No.2 *Conteste los problemas de acuerdo a la literatura propia de la materia.*

1. Un filtro paso-bajas aproximación Butterworth con las siguientes características: N=4, ω_c = 1500rad/s y A_p=2dB. (Valor: 2 Punto)
   a. Dibujar la respuesta (magnitud) en frecuencia del filtro. (Proponga una ω_s) ✓
   b. La función de transferencia normalizada a una frecuencia de corte de 1 rad/s.
   c. La localización de los polos para la función de transferencia NO-NORMALIZADA.

2. Para un filtro paso-bajas aproximación Chebyshev tipo I, con un rizo en la banda de paso de 1dB, una frecuencia de l banda de paso de 50 rad/s y para una atenuación de 200dB en la banda de atenuación de 20000 rad/s. (Valor: 5 Puntos)
   a. Determinar el orden del filtro y su frecuencia de corte.
   b. Obtenga la función de transferencia desnormalizada (Wp=100 rad/s).
   c. Diseñe la realización activa del filtro. (Nota: Tomar en cuenta la ganancia de directa del filtro).

UACM
Universidad Autónoma de la Ciudad de México

ADQUISICIÓN Y MANIPULACIÓN DE DATOS

Evaluación Formativa #1

Nombre: José Alfredo Martínez Pérez Matricula:

Fecha: 26/06/15 Semestre:

*Instrucciones: **Lea atentamente y sólo conteste lo que se le pide**. El tiempo de duración del examen es de 1.5 horas*

***Parte No.1** Conteste las preguntas de acuerdo a la literatura propia de la materia. Cada pregunta tiene un valor de 0.5 puntos.*

1. Explique los conceptos de: banda de paso, banda de transición y banda de atenuación en la plantilla de diseño de un filtro paso-bajas.
2. Explique las características principales de la respuesta en frecuencia de un filtro paso-bajas Butterworth y compárelas con la respuesta en frecuencia de un filtro Chebyshev tipo 1.
3. ¿Qué efectos tiene en la respuesta en frecuencia (magnitud y fase) la desnormalización de la función de transferencia normalizada de un filtro?
4. Para el rango de frecuencias de 0-20MHz describa las ventajas de una realización activa de un filtro analógico (con amplificadores operacionales) sobre una realización pasiva.
5. ¿Cuál es el efecto de añadir ceros finitos en la función de transferencia de un filtro?
6. Explique las diferencias en la respuesta en frecuencia de un filtro Chebyshev tipo I y tipo II y su relación con el orden del filtro (par o impar).

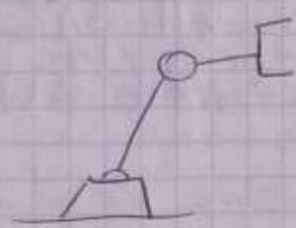
***Parte No.2** Conteste los problemas de acuerdo a la literatura propia de la materia.*

1. Un filtro paso-bajas aproximación Butterworth con las siguientes características: $N=4$, $\omega_c = 1500$rad/s y $A_p=2$dB. (Valor: 2 Punto)
   a. Dibujar la respuesta (magnitud) en frecuencia del filtro. (Proponga una ω_s)
   b. La función de transferencia normalizada a una frecuencia de corte de 1 rad/s.
   c. La localización de los polos para la función de transferencia NO-NORMALIZADA.

2. Para un filtro paso-bajas aproximación Chebyshev tipo I, con un rizo en la banda de paso de 1dB, una frecuencia de la banda de paso de 50 rad/s y para una atenuación de 200dB en la banda de atenuación de 20000 rad/s. (Valor: 5 Puntos)
   a. Determinar el orden del filtro y su frecuencia de corte.
   b. Obtenga la función de transferencia desnormalizada (Wp=100 rad/s).
   c. Diseñe la realización activa del filtro. (Nota: Tomar en cuenta la ganancia de directa del filtro).

CONTROL DE ROBOTS

MANIPULADORES DE ROBOTS.



CONTROL
- PD
- PI
- PID
- CONT. ADAPTABLE

ROBOTS
- CINEMÁTICA
  - DIRECTA
  - INVERSA
- DINÁMICA

"CONTROL DE ROBOTS"

EL VOCABLO ROBOT PROVIENE DEL ESCRITOR CHECO KAREL CAPEK EN 1920. ESCRIBIÓ ROSSUM'S UNIVERSAL ROBOTS, CONOCIDA COMO R.U.R. ES UNA DRAMA FUTURISTA DE TRABAJADORES HECHOS HOMBRES CREADOS PARA TRABAJAR AUTOMATICAMENTE, DE AHÍ LA PALABRA ROBOTA QUE SIGNIFICA SIRVIENTE

UNO DE LOS PRIMEROS EN UTILIZAR LA PALABRA ROBOT FUÉ ISAAC ASIMOR EN SUS LIBROS DE CIENCIA FICCIÓN

TERMINADA LA 2a GUERRA MUNDIAL EL MUNDO EXPERIMENTÓ UN RÁPIDO IMPULSO INDUSTRIAL Y TECNOLÓGICO

EN 1946 GEORGE DEVOL PATENTÓ UN DISPOSITIVO UTILIZADO PARA CONTROLAR MÁQUINAS

ROBOTICA
- INDUSTRIA
- LABORATORIOS DE INVESTIGACIÓN
- EXPLORACIONES ESPACIALES
- APLICACIONES MILITARES
- " MÉDICAS
- " MARINAS
- " MINERÍA

COPIFLASH CARPETA 75
ARTE Y ARTESANÍA 4-5

- UN TUBO DE CARTÓN Ó PVC BAMBÚ 20 CM. 8 CM DE DIÁMETRO
- UNA RADIOGRAFÍA
- UNA RESISTENCIA
- PINTURAS RESISTOL
- 2 ROLLOS O 3 MTS DE ALAMBRE GALVANIZADO (GUÍA)

SEMILLAS CHICAS: LENTEJA
ARROZ
CHÍA
SOYA
SOPA DE MUNICIÓN

- LO QUE SOBRE DE LAS RADIOGRAFÍAS
- RESISTOL O SILICÓN
- PINTURA O CUALQUIER ELEMENTO QUE SIRVA DE DECORACIÓN
(CHAQUIRA, LENTEJUELA, LAZO, PAPEL, BRILLANTINA, ETC.

La teta asustada
La leyenda de Xóchitl Películas

→ RETORNO AL MITO

→ Mito → Cosmogónico

LOS MAYAS USARON INSTRUMENTOS MUSICALES, NO CONSERVADOS DURANTE EL SEGUNDO, QUIZA REALIZADOS POR [illegible] MAS FACILES DE CONSERVAR. SILBATOS, CARACOLES [illegible]

TAMBIEN EN FORMA DE U CON UN PARCHE ESTIRADO Y [illegible] SE CREE QUE LA RAMA HORIZONTAL SE PONIA AGUA PARA QUE NO SE OYERA POR COMPLETO Y LA OTRA RAMA DABA EL SONIDO

SACERDOTE [illegible] DEL SOL

- LEYENDAS
  - 1 DIOS CULTO
  - 2 RELIGIÓN RELIQUIAS
  - 3 ALTERACIÓN POR INTERPRETACIÓN
  - ORIGEN 1

LA LEYENDA ES EL ORIGEN DE LA RELIGION DE LA CUAL SE HACE CULTO A LOS DIOSES Y DE LOS CUALES PROVIENEN LAS RELIQUIAS DE DIVERSAS ALTERACIONES E INTERPRETACIONES *

~~APARTIR DE AHI ES SU ORIGEN~~

EUROPANES

ARCAICOS ES LA ERA CUANDO EL HOMBRE EMPIEZA A EXISTIR EN MÉXICO, SE CREE QUE DESDE SUS PRINCIPIO ELABORABAN ALFARERIA (FIGURILLAS Y SILBATOS) LO CUALES LES SERVIAN PARA SUS FIESTAS RELIGIOSAS HACIENDO BELLOS SONIDOS PRODUCIDOS POR AIRE

TAÑEDOR EJECUTA.

- INDIGENAS
  - 3 FIESTA RELIGIOSA
  - 1 FIGURILLAS
  - 2 BELLEZA SONIDO
  - 3 ALFARERIA ARCAICOS
  - 2 SILBATOS
  - 1 PRODUCIDO AIRE
  - 2 VIENTO E AIRE

- INSTRUMENTOS 3
  - ~~NAHOAS~~ 2
  - MAYAS
    - TAÑEDOR 1
    - 2 PARCHE RESTIRADO
    - 3 CIVILIZACIÓN
    - 1 PROSPERIDAD
    - 2 SONIDOS
    - 3 FIESTAS
    - 1 CANTARILLO
    - 2 SONAJA
    - 3 TROANO

LOS MAYAS ERAN UNA CIVILIZACIÓN CON MUCHA PROSPERIDAD LOS CUALES DENTRO DE SUS FIESTAS PRODUCIA SONIDOS CON CANTARILLO Y SONAJAS Y TAÑENDO LOS PARCHES RESTIRADOS DE LOS TAMBORES Y LOS PLASMABAN EN SUS CÓDICES TROANOS.

LEYENDA = Y RELIGION VAN DE LA MANO ATRAVEZ DE LAS RELIGION ENTRE LOS HOMBRES Y LA MÚSICA VAN DE LA MANO.
VINCULO Y LOS DIOSES

LEYENDA SUFREN ALTERACIONES POR GENERACIONES ABRAN DE LA FINALIDAD DE LOS INSTRUMENTOS E DE RECREACIÓN ALEGRAN DIOSES CON SUS DANZAS.

Rito

Canto · La música → Danza → Fiesta

Danza → Ritual

Fiesta

Nahoa → Cultura

NÁHUATL
NAHUATL

Cielo

Quetzal / Coatl → Cuate

Tierra

Los sacerdotes → Científicos

Los sacerdotes → φ_s

Los sacerdotes → Artista

TRA

TRUENO

1- CORTÉ EL PVC A 20 CM INDICANDO UN EXTREMO CON 19.5 CM DE FORMA QUE TUVIERA UNA PEQUEÑA CONCAVIDAD

2.- PUSE CINTA MASKING HACIENDO FORMAS RECTANGULARES PARA QUE RESALTARAN CON UNA CIERTA PROFUNDIDAD

3- PINTÉ TODA LA SUPERFICIE CON AEROSOL PARA QUE SECARA RÁPIDO.

4- CORTÉ UNA RADIOGRAFÍA CON FORMA CIRCULAR CON EL DIAMETRO DEL PVC PARA TAPARLO POR UN EXTREMO

5.- EN EL CENTRO DE LA RADIOGRAFÍA LE HICE UN ORIFICIO POR DONDE INTRODUJE LA RESISTENCIA PEGANDOLA A LA RADIOGRAFÍA

6- PEGUÉ LA RADIOGRAFÍA AL TUBO Y ESCUCHÉ COMO SONABA.

7.- SEGÚN LO QUE SENTIA ACERCA DE SU SONIDO QUE ESCUCHE Y VIENDO EL MATERIAL QUE TENIA LO DECORÉ CON BRILLANTINA, RETIRE LA CINTA MASKING Y PUSE MÁS DECORACIÓN.

8.- LO ESCUCHE NUEVAMENTE Y PARECE COMO SI ME DIJERA LA LETRA "A" SIN EMBARGO COMO QUE ME SUENA A "TRA". Fa#

FA SOSTENIDO.

9.- FINALMENTE CON EL INSTRUMENTO DE MEDICIÓN ES LA NOTA Fa# ME DICEN QUE ES FA SOSTENIDO.