



SÍNTESIS DE REDES ACTIVAS

Trabajo Práctico Diseño de balanza de uso comercial

Profesor Titular: Dr. Ing. Ferreyra Pablo

Profesor Adjunto: Ing. Reale Cesar

Ayudante alumno: Lucas Heraldo Duarte

Alumnos: Alaniz Franco
Ferraris Domingo

Año Académico: 2021

Repositorio de GitHub: <https://github.com/DarioAlaniz/repoSistesisDeRedes>

Índice

1. Objetivo	2
2. Especificaciones	2
3. Marco Teórico	3
3.1. Celda de carga	3
3.2. Amplificación y Acondicionamiento	4
4. Desarrollo	6
4.1. Selección de componentes	6
4.1.1. Alimentación	6
4.1.2. Celda de carga	7
4.1.3. Amplificador de instrumentación	9
4.2. Errores DC	11
4.2.1. Errores para el amplificador N°1	12
4.2.2. Errores para el amplificador N°2	13
4.2.3. Errores para el amplificador N°3	14
4.2.4. Tabla resumen de Errores	15
4.3. Errores debido a la temperatura	15
4.3.1. Drift de Ganancia	15
4.3.2. Drift de Vos	15
4.4. Número de bits del conversor	16
4.4.1. Simulaciones	17
4.4.2. Simulaciones punto de DC para un puente balanceado .	17
4.4.3. Simulaciones punto de DC para un puente desbalanceado .	18
4.5. Calculo económico	18
5. Conclusión	19
6. Bibliografía	20

1. Objetivo

Diseñar la etapa analógica de una balanza comercial verificando requerimientos técnicos y competitividad de la misma en el mercado. Para tal fin, se aplicarán los conceptos teóricos y prácticos adquiridos a lo largo del semestre a un diseño real y concreto. Se implementarán, así, criterios propios y adquiridos para compatibilizar el desarrollo con los requerimientos del mercado. La idea central yace en elaborar una balanza de calidad, con los mínimos costos posibles que pase todas las pruebas pertinentes para alcanzar su homologación y a su vez que pueda instalarse y competir con las marcas de balanzas líderes en el país como Systel y Kretz entre otras.

2. Especificaciones

- Resolución : 1 g
- Temperatura de funcionamiento: 0°C a 40°C
- Rango máximo: 2 Kg

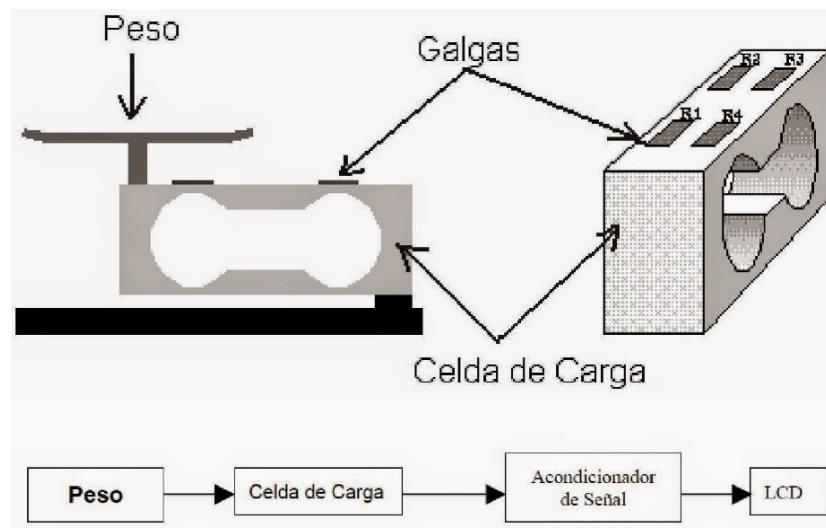


Figura 2.1: Esquema general

3. Marco Teórico

3.1. Celda de carga

La celda de carga es un dispositivo capaz de traducir la fuerza aplicada sobre ella en una señal eléctrica medible. En su interior están compuestas por galgas extensiométricas, una matriz de resistencias conectadas en forma de puente de Wheatstone, se observa en la Figura 4.3.

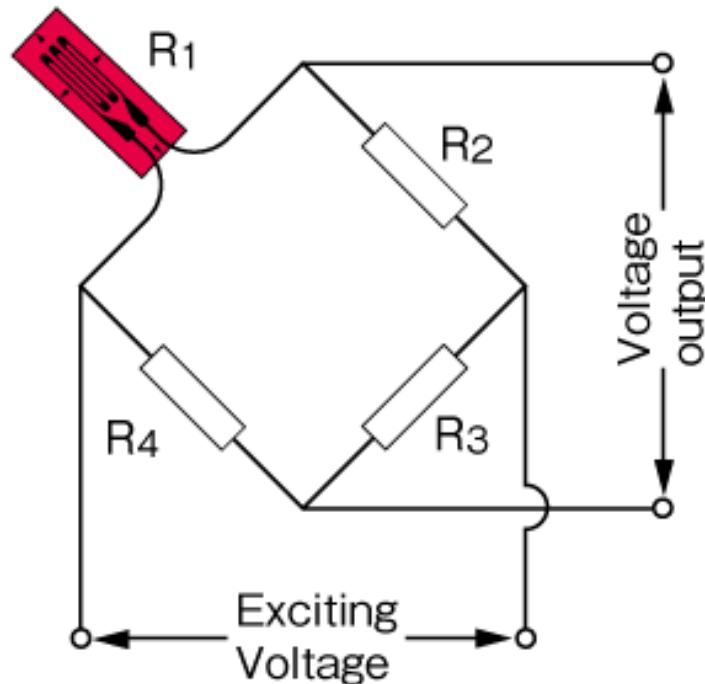


Figura 3.1: Celda de carga

Donde la tensión de salida es:

$$V_{out} = V_{in} \left(\frac{R_1 \cdot R_3 - R_2 \cdot R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right) \quad (3.1)$$

Que cada vez que se coloca un elemento sobre ella, el bloque de aluminio se deforma y en consecuencia las galgas se deformaran, variando así su resistencia eléctrica en proporción a la deformación producida. Esta variación será lineal siempre y cuando se trabaje en la zona lineal del material que conforma

la galga de manera que la deformación que se produzca sea perfectamente elástica, es decir que la galga tenga la capacidad de volver a su forma original luego de la perturbación (ley de Hook).

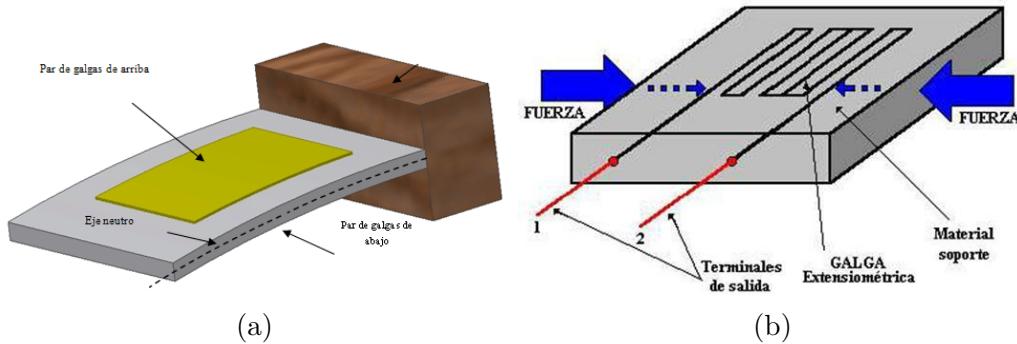


Figura 3.2

3.2. Amplificación y Acondicionamiento

Como la celda de carga emitirá una señal eléctrica de tipo diferencial que es proporcional a la deformación producida por el peso. Debido a las limitaciones de los ADC, esta señal para poder ser digitalizada, posteriormente procesada y mostrada al operador de la balanza deberá ser amplificada en un rango que cumpla con los requerimientos del conversor.

Debido a las exigencias de medida que imponen los sensores, se ha decidido conformar un amplificador de instrumentación a través de amplificadores operacionales individuales Figura 3.3. Estos tienen la particularidad de tener alta impedancia de entrada, baja impedancia de salida, ganancia variable, estable lineal y alta CMRR (hecho que nos favorece especialmente ya que nuestra señal de entrada es diferencial pura y queremos eliminar lo máximo posible el modo común).

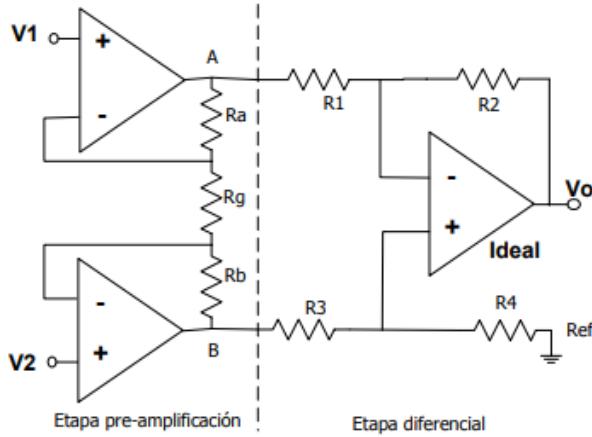


Figura 3.3: Configuración del amplificador de instrumentación

Donde V_1 que será la tensión máxima que tenemos en el puente ($V_{cc} + \Delta v$) y V_2 la tensión mínima ($V_{cc} - \Delta v$).

La etapa de pre-amplificación aumenta la impedancia de entrada del conjunto y hace que se cancelen entre sí los posibles errores, sólo tendremos errores por características constitutivas propias de los amplificadores. Una buena forma de disminuirlos es utilizar una misma pastilla para desarrollar el amplificador de instrumentación ya que si todos los operacionales pertenecen a la misma pastilla sus errores tienden a ser iguales.

Profundizando sobre esto, analizaremos la salida en función de las entradas V_2 y V_1 :

Obteniendo la tensión en los punto A y B:

$$\frac{VA - V1}{RA} = \frac{V1 - V2}{RG} \Rightarrow VA = V1 \left(\frac{RA}{RG} + 1 \right) - \left(\frac{RA}{RG} \right) V2$$

$$\frac{V1 - V2}{RG} = \frac{V2 - VB}{RB} \Rightarrow VB = V2 \left(\frac{RB}{RG} + 1 \right) - \left(\frac{RB}{RG} \right) V1$$

Restando ambas expresiones:

$$VB - VA = V2 - V1 \left(\frac{RA + RB}{RG} + 1 \right)$$

Donde el término entre paréntesis representa la ganancia de la etapa pre-amplificadora, variando RG podemos variar dicha ganancia.

Analizando la etapa diferencial:

$$Vo = -\frac{R2}{R1}VA + \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \left(\frac{R4}{R3 + R4}\right) VB$$

Reemplazando VA, VB y considerando que $Vd = VB - VA$ y $Vcm = \frac{VA+VB}{2}$

$$Vo = -Vd \left(\frac{1 + \frac{R2}{R1}}{1 + \frac{R3}{R4}} \left(\frac{1}{2} + \frac{RB}{RG} \right) + \frac{R2}{R1} \left(\frac{1}{2} + \frac{RA}{RG} \right) \right) + Vcm \left(\frac{1 - \frac{R2R3}{R1R4}}{1 + \frac{R3}{R4}} \right) \quad (3.2)$$

De la ecuación Ecuación 3.2 podemos notar que:

- La ganancia en modo comun sera:

$$Ac = \left(\frac{1 - \frac{R2R3}{R1R4}}{1 + \frac{R3}{R4}} \right)$$

y deseamos que sea nula para ello

$$\left(\frac{1 - \frac{R2R3}{R1R4}}{1 + \frac{R3}{R4}} \right) = 0 \Rightarrow \frac{R2}{R1} = \frac{R4}{R5}$$

- Tomando:

$$RB = RA \Rightarrow Ad = \frac{R2}{R1} \left(1 + \frac{2RA}{RB} \right)$$

- Si tenemos en cuenta los dos puntos anteriores, podríamos considerar que a priori la $RRMC \Rightarrow \infty$ valor deseado.

4. Desarrollo

4.1. Selección de componentes

4.1.1. Alimentación

Como es un producto comercial lo más conveniente es utilizar una batería de larga duración y que sea accesible por cualquier persona y en cualquier lugar, por lo tanto, se decide utilizar una batería de 9V marca Eveready Figura 4.1.



Figura 4.1: Batería de 9V

Es necesario utilizar otro elemento para entregar a la celda de carga la tensión necesaria para su funcionamiento. Se elige utilizar una fuente de alimentación ajustable LM2596 Figura 4.2 para disminuir la tensión de 9V a 5V y entregar una tensión estable.



Figura 4.2: LM2596

4.1.2. Celda de carga

La celda de carga elegida es la modelo FH02 Figura 4.3 con la principales características Figura 4.4, es una celda económica y cumple con los requerimientos de diseño de nuestra balanza comercial.

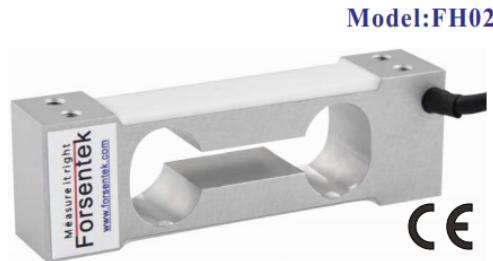


Figura 4.3: celda de carga: FH02

Specifications

Capacity	0.5/1/2/3/5/6/10/15/20kg		
Rated Output	$2.0 \pm 10\% \text{mV/V}$ (0.5kg@1.0mV/V)	Compensated Temp.	-10...+40°C
Excitation	3~15V	Operating Temp.	-20...+60°C
Zero Balance	$\pm 0.05 \text{mV/V}$	Temp. Shift Zero	$\pm 0.03\% \text{ of R.O./}10^\circ\text{C}$
Nonlinearity	$\pm 0.02\% \text{ of R.O.}$	Temp. Shift Span	$\pm 0.03\% \text{ of R.O./}10^\circ\text{C}$
Hysteresis	$\pm 0.02\% \text{ of R.O.}$	Input Resistance	$410 \pm 10\Omega$
Nonrepeatability	$\pm 0.02\% \text{ of R.O.}$	Output Resistance	$350 \pm 5\Omega$
Creep(5min)	$\pm 0.02\% \text{ of R.O.}$	Insulation Resistance	$> 5000 \text{M}\Omega(50\text{V})$
Safe Overload	150% of F.S.	Ingress Protection	IP62
Ultimate Overload	200% of F.S.	Material of Element	Aluminum alloy
Cable	$\text{\O}3*400\text{mm}$ 4-core shielded cable(Length cable available) $\text{\O}3*400\text{mm}$ 4		
R.O.=Rated Output		F.S.=Full Scale	

Figura 4.4

A partir del dato de la tensión de salida nominal se puede calcular la tensión máxima de salida de la celda de carga. Teniendo en cuenta como se dijo anteriormente que se va a alimentar a la celda con 5V se obtiene dado por Ecuación 3.1:

$$V_{out} = 5 \text{ V} \cdot 0,2 \frac{\text{mV}}{\text{V}} = 11 \text{ mV}$$

Que serán amplificados a un valor de 5 V previo a la lectura del ADC.

4.1.3. Amplificador de instrumentación

En la Figura 4.5 se tiene el circuito amplificador que cuenta con 3 amplificadores operacionales, además tiene características tales como una alta impedancia de entrada y una impedancia de fuente que no afecta el cálculo de la ganancia. Como amplificador operacional se elige el modelo AD 8538. En la Figura 4.6 se pueden ver el AO y las especificaciones eléctricas principales del mismo:

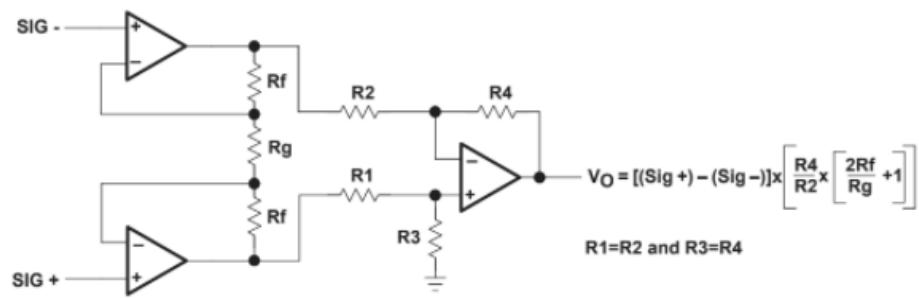


Figura 4.5: Circuito Amplificador

AD8539 ELECTRICAL SPECIFICATIONS

 @ $V_S = 5.0$ V, $V_{CM} = 2.5$ V, $V_O = 2.5$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.

Table 3.

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
INPUT CHARACTERISTICS						
Offset Voltage	V_{OS}	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	5	15	μV	
				30		μV
Input Bias Current	I_B	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$	15	60	pA	
		$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	35	125	pA	
Input Offset Current	I_{OS}	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	0.7	1.0	nA	
			20	70	pA	
Input Voltage Range		$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		400	pA	
			0	5	V	
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ $V_{CM} = 0\text{ V to } 5\text{ V}$	115	135		dB
		$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}, V_{CM} = 0.2\text{ V to } 4.8\text{ V}$	100	130		dB
Large Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L = 10\text{ k}\Omega, V_O = 0.1\text{ V to } 4.9\text{ V}$	110	130		dB
		$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	110	125		dB
Offset Voltage Drift	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	0.03	0.1		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
OUTPUT CHARACTERISTICS						
Output Voltage High	V_{OH}	$R_L = 100\text{ k}\Omega$ to ground	4.99	4.994		V
		$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}, R_L = 100\text{ k}\Omega$ to ground	4.98			V
Output Voltage Low	V_{OL}	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to ground	4.95	4.97		V
		$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}, R_L = 10\text{ k}\Omega$ to ground	4.94			V
		$R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V_+	5	7		mV
		$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}, R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V_+	6	8		mV
Short-Circuit Limit	I_{SC}	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to V_+	20	25		mV
		$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}, R_L = 10\text{ k}\Omega$ to V_+	24	30		mV
			± 25			mA

Figura 4.6: AD 8538

Como se mencionó anteriormente se requiere una salida de 5V a partir de una salida de la celda de carga de 11 mV, entonces, se calcula la ganancia necesaria:

$$k = \frac{5\text{ V}}{11\text{ mV}} = 454,5$$

Para la obtención de los demás valores del circuito se decide fijar:

$$R1 = R2 = R3 = R4 = 2,2\text{ k}\Omega \Rightarrow R_f = 220\text{ k}\Omega$$

Mientras que para la obtención del valor de R_g se prueba con distintos valores de la misma hasta encontrar la ganancia más cercana a la que se requiere(Figura 4.7), encontrando un valor apto de:

$$R_g = 1\text{ k}\Omega$$

Rg optimo	
Rg	G
50	8.801,00
100	4.401,00
200	2.201,00
300	1.467,67
400	1.101,00
500	881,00
600	734,33
700	629,57
800	551,00
900	489,89
1000	441,00
1100	401,00
1200	367,67
1300	339,46

Figura 4.7: Variación de Rg

4.2. Errores DC

Del fabricante obtenemos:

$$V_{os} = 13 \text{ } uV$$

$$I_{os} = 50 \text{ } pA$$

$$I_{pol+} = 50 \text{ } pV$$

$$I_{pol-} = 0 \text{ } pV$$

$$RRMC = 31,26M$$

$$A_d = 11,22M$$

$$R = 125 \Omega$$

$$F_s = 5 \text{ } V$$

$$V_{cm} = 2,5 \text{ } V$$

4.2.1. Errores para el amplificador N°1

$$T_1 = (-A_d) * \left(\frac{R_f + R_g}{2R_f + R_g} \right) = (-11,22M) * \frac{(220k\Omega + 1000\Omega)}{(2 * 220k\Omega + 1000\Omega)} = -5,62 M$$

$$A_{OL1} = A_d = 11,22M$$

$$A_{CL1} = \frac{A_{OL1}}{1 - T_1} = \frac{11,22 M}{1 + 5,62 M} = 2$$

$$A_{CL3} = -\frac{R_4}{R_2} = -\frac{2,2k\Omega}{2,2 k\Omega} = -1$$

4.2.1.1 Error por tensión de offset

$$\Delta V_{os} = V_{os} * A_{CL1} * A_{CL3} = 13uV * 2 * (-1) = -25,94 \mu V$$

4.2.1.2 Error por corriente de polarización

$$\Delta V_{I_{pol}} = I_{pol+} * \frac{R}{2} * A_{CL1} * A_{CL3} = 50 pA * \frac{125\Omega}{2} * 2 * (-1) = -6,24 nV$$

4.2.1.3 Error por ganancia de lazo abierto finita

$$\Delta V_{A_d} = \frac{F_s}{1 - T_1} * A_{CL3} = \frac{5 V}{1 + 5,62M} * -1 = 889,23 nV$$

4.2.1.4 Error por RRMC finita

$$\Delta V_{RRMC} = \frac{V_{cm} * A_{cL1}}{RRMC} = \frac{2,5 V * 2}{31,62M} = 157,76 nV$$

4.2.1.5 Error total

$$\Delta V_1 = \Delta V_{os} + \Delta V_{I_{pol}} + \Delta V_{A_d} + \Delta V_{RRMC} = 26,99 \mu V$$

4.2.2. Errores para el amplificador N°2

$$T_2 = (-A_d) * \left(\frac{R_f + R_g}{2R_f + R_g} \right) = (-11,22M) * \frac{(220 \text{ } k\Omega + 1000\Omega)}{(2 * 220k\Omega + 1000\Omega)} = -5,62 \text{ } M$$

$$A_{OL1} = 11,22 \text{ } M$$

$$A_{CL1} = \frac{A_{OL1}}{1 - T_1} = \frac{11,22M}{1 + 5,62M} = 2$$

$$A_{CL3} = \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3} \right) * \left(\frac{1 + R_4}{R_2} \right) = \left(\frac{2,2k\Omega}{2,2k\Omega + 2,2k\Omega} \right) * \left(1 + \frac{2,2k\Omega}{2,2k\Omega} \right) = 1$$

4.2.2.1 Error por tensión de offset

$$\Delta V_{os} = V_{os} * A_{CL1} * A_{CL3} = 13uV * 2 * 1 = 25,94 \text{ } \mu V$$

4.2.2.2 Error por corriente de polarización

$$\Delta V_{I_{pol}} = I_{pol+} * \frac{R}{2} * A_{CL1} * A_{CL3} = 50pA * \frac{125\Omega}{2} * 2 * 1 = 6,24 \text{ } nV$$

4.2.2.3 Error por ganancia de lazo abierto finita

$$\Delta V_{A_d} = \frac{F_s}{1 - T_2} * A_{CL3} = \frac{5 \text{ V}}{1 + 5,62M} * 1 = 889,23 \text{ nV}$$

4.2.2.4 Error por RRMC finita

$$\Delta V_{RRMC} = \frac{V_{cm} * A_{cL1}}{RRMC} = \frac{2,5 \text{ V} * 2}{31,62M} = 157,76 \text{ nV}$$

4.2.2.5 Error total

$$\Delta V_2 = \Delta V_{os} + \Delta V_{I_{pol}} + \Delta V_{A_d} + \Delta V_{RRMC} = 26,99 \text{ } uV$$

4.2.3. Errores para el amplificador N°3

$$T_3 = (-A_d) * \left(\frac{R_2}{R_2 + R_4} \right) = (-11,22M) * \frac{2,2 \text{ } k\Omega}{(2,2 \text{ } k\Omega + 2,2 \text{ } k\Omega)} = -5,61 \text{ } M$$

4.2.3.1 Error por tensión de offset

$$\Delta V_{os} = V_{os} * \left(1 + \frac{R_4}{R_2} \right) = 13 \text{ } uV * \left(1 + \frac{2,2 \text{ } k\Omega}{2,2 \text{ } k\Omega} \right) = 26 \text{ } uV$$

4.2.3.2 Error por corriente de polarización

$$\Delta V_{I_{pol}} = \left(\frac{R_1 * R_3}{R_1 + R_3} \right) * A_d * \frac{I_{os}}{1 - T_3} \approx R_3 * I_{os} = 2,2 \text{ } k\Omega * 50 \text{ } pA = 110 \text{ } nV$$

4.2.3.3 Error por ganancia de lazo abierto finita

$$\Delta V_{A_d} = \frac{F_s}{1 - T_3} = \frac{5 \text{ V}}{1 + 5,62M} = 891,25 \text{ nV}$$

4.2.3.4 Error por RRMC finita

$$\Delta V_{RRMC} = \frac{F_s}{RRMC} = \frac{5 \text{ V}}{31,26M} = 157,11 \text{ nV}$$

4.2.3.5 Error total

$$\Delta V_3 = \Delta V_{os} + \Delta V_{I_{pol}} + \Delta V_{A_d} + \Delta V_{RRMC} = 27,16 \text{ } uV$$

4.2.4. Tabla resumen de Errores

Cuadro 1: Resumen de errores.

	Amplificadores		
Errores	Nº1	Nº2	Nº3
ΔV_{os}	-25.94 uV	25.94 uV	26 uV
$\Delta V_{I_{pol}}$	-6.24 nV	6.24 nV	110 nV
ΔV_{A_d}	-889.23 nV	889.25 nV	891.25 nV
ΔV_{RRMC}	151.76 nV	157.76 nV	157.11 nV
ΔV_x	26.99 uV	26.99 uV	27,16 uV

Tenemos un valor de error total de:

$$\Delta V = \Delta V_1 + \Delta V_2 + \Delta V_3 = 81,15 \text{ uV}$$

4.3. Errores debido a la temperatura

4.3.1. Drift de Ganancia

La Ganancia del amplificador de instrumentación es:

$$A_{AI} = \left(\frac{R2}{R4} \right) \left(\frac{2Rf}{Rg} + 1 \right)$$

Para evitar que esta ganancia varíe con los cambios de la temperatura se deben usar resistencias con el mismo coeficiente de temperatura. En este caso se escogieron resistencias MFS1/4D con un coeficiente de temperatura de 100 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ sí casi no se introducen errores extras, al menos en este aspecto.

4.3.2. Drift de Vos

El voltaje de offset varía con la temperatura, según la hoja de datos del amplificador este tiene un valor de:

$$\frac{\Delta V_{os}}{\Delta T} = 0,1 \frac{\text{uV}}{\text{C}}$$

Multiplicando por $T_{max} = 40C$ para la aplicación resulta:

$$\Delta V_{os} = 0,1 \frac{\mu V}{^{\circ}C} * 40^{\circ}C = 4\mu V \rightarrow \frac{\Delta V_{os}}{V_{os}} = 0,31$$

Entonces por proporción los errores a la salida en DC debido a Vos, que se calcularon antes, se incrementan un 31 % debido a la temperatura. Dicha variación se calcula para cada AO:

$$\begin{aligned}\Delta V_{os1} &= 0,31 \Delta V_{os1(DC)} = 0,31 * 25,94\mu V = 7,98\mu V \\ \Delta V_{os2} &= 7,98\mu V \\ \Delta V_{os3} &= 8\mu V \\ \Delta V_{tot} &= 23,96\mu V\end{aligned}$$

4.4. Número de bits del conversor

Con el valor del fondo de escala y el error total se puede calcular la resolución necesaria del conversor y se expresa de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\Delta V_{TOT} &= \Delta V_{DC} + \Delta V_{Temp} = 81,15\mu V + 23,96\mu V = 105,11\mu V \\ n &= \log_2 \left(\frac{F_S}{\Delta V_{TOT}} \right) = 15,53 \text{ bits} \rightarrow 15 \text{ bits}\end{aligned}$$

Como se tiene un conversor con un número de bits mayor a 11 bits (2048) entonces este es compatible con la resolución de 1 gramo provista en las especificaciones técnicas de la balanza a diseñar.

4.4.1. Simulaciones

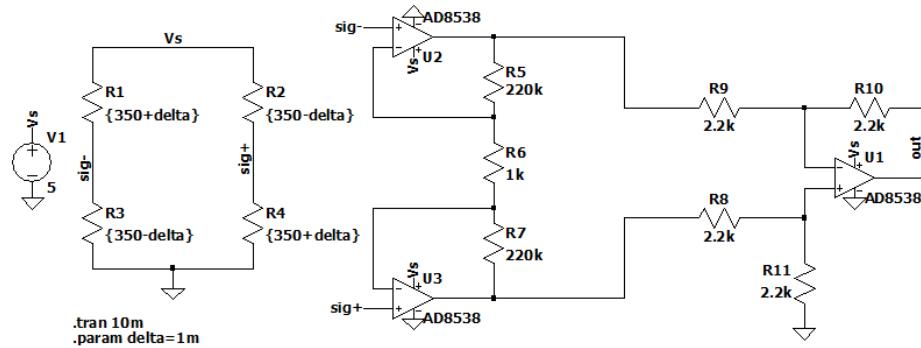


Figura 4.8: Circuito de simulación

4.4.2. Simulaciones punto de DC para un puente balanceado

V(n001) :	1.25001	voltage
V(n002) :	1.25001	voltage
V(n005) :	1.25001	voltage
V(n006) :	1.25001	voltage
V(n004) :	0.625004	voltage
V(n003) :	0.625018	voltage
V(out) :	2.88952e-005	voltage
V(vs-) :	-2.5	voltage
V(vs) :	2.49999	voltage
V(sig-) :	1.25	voltage
V(sig+) :	1.25	voltage

Figura 4.9: DC point

Al no tener entrada diferencial, la salida distinta de cero corresponde a los errores de DC, recordando que los errores producidos por el AO1 y AO2, son en realidad de igual magnitud y de signo opuesto, por lo que solo quedan

los errores producidos por AO3. Donde lo calculado es muy similar a los visto en los resultados de la simulación.

4.4.3. Simulaciones punto de DC para un puente desbalanceado

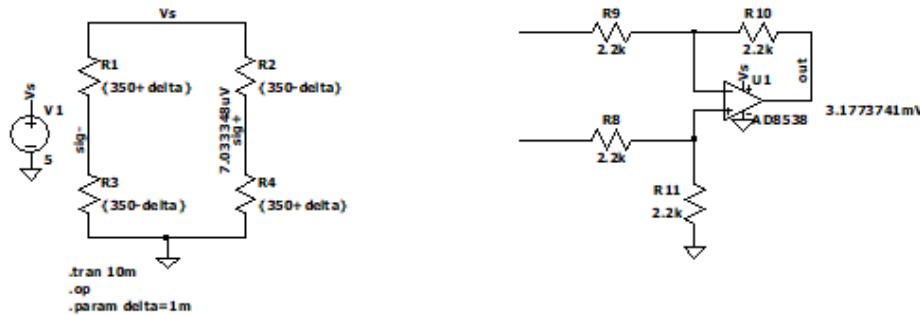


Figura 4.10

En la imagen de la izquierda se ve el puente con un desbalance debido a una deformación que produjo un cambio de $1\text{ m}\Omega$ en las resistencias del puente, se observa una tensión diferencial. A la derecha se muestra la salida del amplificador de instrumentación.

$$V_{dif} = \text{sig}_+ - \text{sig}_- = 7,033348\mu\text{V}$$

$$V_{out} = 3,1773741\text{ mV}$$

$$A_{AI} = \frac{V_{out}}{V_{dif}} = 451,7$$

4.5. Calculo económico

Los valores obtenidos se tomaron en dolares.

COSTOS				
Material	Descripción	Cantidad	Precio por unidad	Precio total
Batería de 9V	Eveready 1222	1	\$ 0.84	\$ 0.84
Fuente de alimentación ajustable	LM2596	1	\$ 1.52	\$ 1.52
Celda de carga	FH02	1	\$ 2.00	\$ 2.00
Amplificador operacional	AD8538	3	\$ 2.88	\$ 8.64
Resistencia 2.2kohm	CR100-2K2	4	\$ 0.21	\$ 0.84
Resistencia 220kohm	CR100-220k	2	\$ 0.21	\$ 0.42
Resistencia 1kohm	CR100-220k	1	\$ 0.21	\$ 0.21
TOTAL:				\$ 14.47

Figura 4.11

Como se puede observar el valor total del material utilizado ronda los 14.5 dólares, este valor multiplicado al precio del dólar blue de hoy (290) se transforma en 4060 pesos.

5. Conclusión

Como se puede observar en el apartado anterior se tiene un costo de producción de un valor que ronda los 4060 pesos. Los productos ofrecidos en el mercado con similares características se muestran a continuación:



Balanza Digital Gramos Precision Cocina Mini Electronica
\$ 4.689
Hasta 6 cuotas sin interés

Promocionado



Balanza Digital Gramos Precision Cocina Mini Electronica 3kg
\$ 3.989

Promocionado



RECOMENDADO
Balanza de cocina digital Yelmo BL-7001 pesa hasta 3kg
\$ 3.199

★ ★ ★ ★ ★ 619

Figura 5.1

Como se puede observar, nuestro valor no esta muy alejado de lo que se encuentra hoy en día. Los costos podrían reducirse si se realiza una producción en masa compitiendo a un mas en el mercado.

6. Bibliografía

- Apuntes de la materia.
- <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/metal-strain-gauge>
- https://tmi.jp/e/knowledge/strain_gauge/about.html