

INGENIERÍA DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS

Curso 2019-2020

BLOQUE 2 Fase 1

Jorge Rosales Martín

Ignacio Blasco Hernandez

GRUPO V1V2V3 - PUESTO 3



INDICE

1.Diseño del circuito	2
2. Cálculos teóricos.....	3
3. Simulaciones individuales y explicación de los módulos empleados.....	5
3.1 Alimentación y tensiones de referencia	5
3.2 Puente de weathstone	7
3.3 Amplificador de instrumentación.....	8
3.4 Convertidor Voltaje frecuencia.	11
3.5 Simulación del sistema completo.....	11
4. Posibles problemas y soluciones para el calibrado	15
5. Componentes empleados.....	15
6. Enlaces a puntos de venta y datasheets.	16

1. Diseño del circuito

Para este segundo bloque de la asignatura tenemos que realizar un medidor de temperatura a través de una RTD, y procesar la temperatura a través del microcontrolador LPC1768 para mostrarlo a través de la pantalla LCD de la mbed AppBoard, enviarse la temperatura al PC a través del puerto serie RS232, mostrarlo en la página Web y guardarlo en la memoria Flash del micro. Para la realización de lo descrito anteriormente hemos pensado en el siguiente diseño:

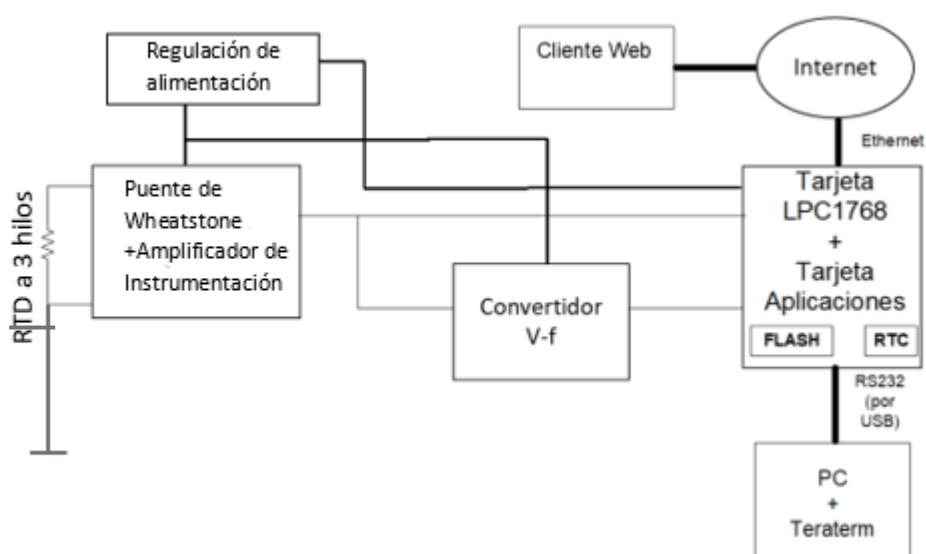


Ilustración 1 Diagrama de bloques del sistema completo

Para poder alimentar todo el circuito y poder tener una tensión regulada, constante y lo más próxima a los valores teóricos utilizados para los cálculos del circuito, hemos decidido utilizar la salida de 5V del micro no regulada para obtener a través del circuito TLV75533P_T la tensión de 3,3V necesaria. A partir de esta tensión hemos realizado dos divisores de tensión para obtener las tensiones de 2,5V, utilizada como tensión de referencia en el puente de Wheatstone, y la de 0,4V, utilizada para el offset.

Para la parte de la obtención de la temperatura hemos seleccionado el siguiente circuito:

Medida de temperatura

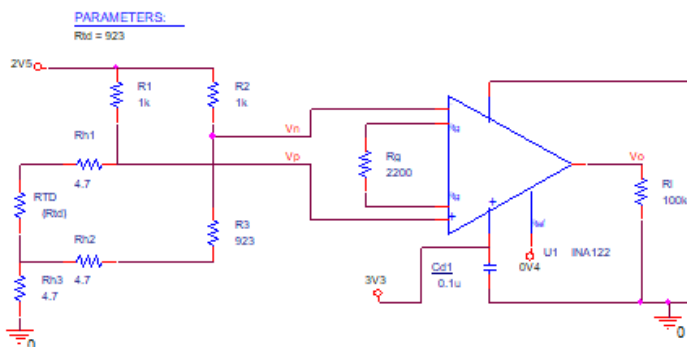


Ilustración 2 Circuito para la obtención de la medida de temperatura

Hemos decidido realizar la medida de la RTD a 3 hilos debido a que considerábamos que era la mejor opción. Por una parte, dentro de todas las opciones que barajábamos (medida a 2,3 y 4 hilos) esta opción no es la que más error evita, ya que lo ideal sería realizarlo con una medida a 4 hilos, pero tampoco introduce un error que vaya a suponer un peligro para la correcta de medida del circuito. Sin embargo, en la relación calidad/precio, siendo la calidad el menor error posible, la medida es la que sale ganando y lo que ha hecho que nos acabemos decantando por ella.

Para tratar la temperatura que obtenemos de la RTD tenemos la opción de tratar en voltios la medida y en el microprocesador obtener la temperatura medida. Pero para cuando la RTD se encuentre a distancias considerables que provoquen que nuestra medida a 3 hilos de la resistencia RTD genere un error considerable, hemos tenido que realizar la conversión de los voltios a frecuencia a la salida de nuestro acondicionador de señal.

Para afrontar esta conversión hemos seguido las mismas pautas por las que nos hemos guiado con el resto del circuito, funcionalidad junto a economía, es por ello por lo que nos hemos decantado por la elección del circuito AD7740YRT (Grado Y). Este circuito se adecua perfectamente a nuestro circuito y se explicará detalladamente su funcionamiento en el apartado 2.3.

2. Cálculos teóricos

Utilizando la PT1000 dentro del rango de temperaturas de -20°C a 60°C obtenemos los siguientes valores de la RTD:

$$RTD = R_0 * (1 + \alpha T)$$

Siendo $R_0 = 1000\Omega$ y $\alpha = 0,00385 \Omega/\Omega/^\circ\text{C}$ tenemos los siguientes valores de RTD:

T (°C)	RTD (Ω)
-20	923
-15	942,25
-10	961,5
-5	980,75
0	1000
5	1019,25
10	1038,5
15	1057,75
20	1077
25	1096,25
30	1115,5
35	1134,75
40	1154
45	1173,25
50	1192,5
55	1211,75
60	1231

Ilustración 3 Cálculos teóricos RTD

Para poder tener 0V para la temperatura de -20°C hemos elegido unas resistencias de 1k, 1k y 920 en el puente de Wheatstone dispuestas tal como se muestra en el circuito del apartado 1.

Realizamos los cálculos con la resistencia RTD medida a 2 hilos y obtenemos los siguientes valores:

T (°C)	RTD	Vd-Vn2	Vo(2H)	Error Cables (mV)	Error cables °C
-20	923	0,006323995	0,489110845	0,089110845	2,380048623
-15	942,25	0,019084616	0,668919582	0,089440241	2,388846416
-10	961,5	0,031595967	0,845215895	0,089780004	2,397921103
-5	980,75	0,043865282	1,018101708	0,090129349	2,407251691
0	1000	0,055899519	1,187675037	0,090487537	2,416818486
5	1019,25	0,067705368	1,35403018	0,090853877	2,426603009
10	1038,5	0,07928927	1,517257889	0,09122772	2,436587915
15	1057,75	0,090657425	1,677445534	0,091608455	2,446756919
20	1077	0,101815806	1,834677263	0,09199551	2,457094732
25	1096,25	0,112770165	1,989034145	0,092388349	2,467586993
30	1115,5	0,123526048	2,140594312	0,092786465	2,478220214
35	1134,75	0,1340888	2,289433089	0,093189384	2,488981723
40	1154	0,144463576	2,435623123	0,09359666	2,499859612
45	1173,25	0,154655351	2,579234494	0,094007875	2,510842693
50	1192,5	0,164668924	2,720334836	0,094422635	2,521920451
55	1211,75	0,174508928	2,858989434	0,09484057	2,533083003
60	1231	0,184179836	2,995261331	0,095261331	2,544321059

Ilustración 4 Valores teóricos a dos hilos

Por lo que descartamos inmediatamente el empleo de esta medida debido a la gran cantidad de error introducida por los cables. Es por ello que decidimos realizar las medidas a 3 hilos.

Para calcular el valor de $V_p - V_n$ con la resistencia medida a 3 hilos tenemos:

$$V_p = V_A + (V_{REF} - V_A) \left(\frac{RTD + R_H}{R_1 + RTD + R_H} \right)$$

Donde V_A es el valor de la tensión entre la RTD y la masa, R_h es la resistencia de los hilos que hemos supuesto de $4,7\Omega$ y R_1 es la resistencia de valor 920Ω .

$$V_n = V_A + (V_{REF} - V_A) \left(\frac{R + R_H}{R + R_h + R_1} \right)$$

$$V_A = \frac{V_{REF}}{(R_1 + R_h + RTD) / (R_1 + R + R_h)}$$

Por lo que:

$$V_d = V_p - V_n = (V_{REF} - V_A) \left(\frac{RTD + R_H}{R_1 + RTD + R_H} - \frac{R + R_H}{R + R_h + R_1} \right)$$

Y la tensión $V_o(3hilos)$ será:

$$V_o(3hilos) = A_d V_d = A_d (V_{REF} - V_A) \left(\frac{RTD + R_H}{R_1 + RTD + R_H} - \frac{R + R_H}{R + R_h + R_1} \right)$$

De las fórmulas anteriores obtenemos los siguientes valores:

T (°C)	RTD	Vd-Vn	Vo(ideal)	Vd-Vn3	Vo(3H)	Error Cables(V)	Error °C
-20	923,00	0,0000	0,4000	0,0000	0,4000	0,0000	0,0000
-15	942,25	0,0129	0,5795	0,0128	0,5798	0,0003	0,0105
-10	961,50	0,0255	0,7554	0,0253	0,7561	0,0007	0,0214
-5	980,75	0,0379	0,9280	0,0375	0,9290	0,0010	0,0325
0	1000,00	0,0501	1,0972	0,0496	1,0986	0,0014	0,0439
5	1019,25	0,0620	1,2632	0,0614	1,2649	0,0017	0,0556
10	1038,50	0,0737	1,4260	0,0730	1,4281	0,0021	0,0676
15	1057,75	0,0851	1,5858	0,0843	1,5883	0,0025	0,0797
20	1077,00	0,0964	1,7427	0,0955	1,7456	0,0029	0,0921
25	1096,25	0,1074	1,8966	0,1064	1,8999	0,0033	0,1046
30	1115,50	0,1183	2,0478	0,1172	2,0515	0,0037	0,1173
35	1134,75	0,1290	2,1962	0,1278	2,2003	0,0041	0,1302
40	1154,00	0,1394	2,3420	0,1381	2,3465	0,0045	0,1432
45	1173,25	0,1497	2,4852	0,1483	2,4901	0,0049	0,1563
50	1192,50	0,1598	2,6259	0,1583	2,6312	0,0053	0,1696
55	1211,75	0,1697	2,7641	0,1682	2,7699	0,0057	0,1829
60	1231,00	0,1795	2,9000	0,1779	2,9062	0,0062	0,1963

Ilustración 5 Valores teóricos 3 hilos

3. Simulaciones y explicación de los módulos empleados.

3.1 Alimentación y tensiones de referencia.

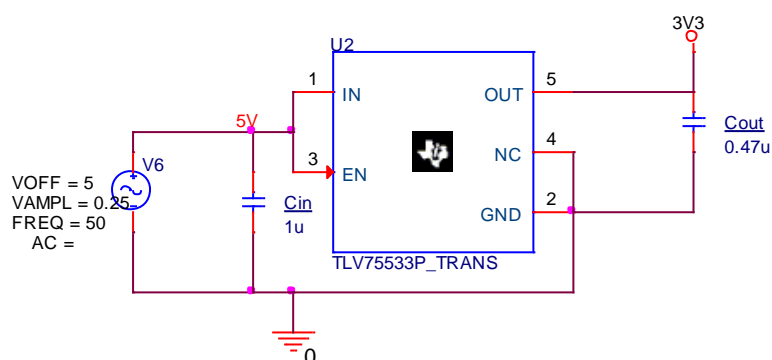


Ilustración 6 Circuito regulador de tensión

Mediante el TLV75533P_T podemos obtener una tensión regulada de 3.3V a partir de una entrada de 5V no regulada.

En cuanto al uso de los condensadores Cin y Cout, el fabricante recomienda en la página 15 del datasheet, colocar un condensador de entrada Cin de 1uF y un condensador cerámico de salida Cout de 0.47uF.

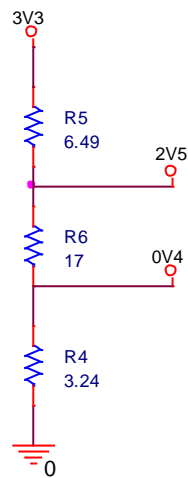


Ilustración 7 Obtención de tensiones de referencia (Circuito)

Para obtener las tensiones necesarias de 0.4V (para el offset) y 2.5 (para el puente), utilizamos el siguiente divisor de tensión.

El valor de las resistencias viene de las siguientes relaciones.

$$2.5V = \frac{3.3V * (R_6 + R_4)}{R_6 + R_4 + R_5} \text{ y } 0.4V = \frac{2.5V * R_4}{R_6 + R_4}$$

Empleando resistencias con tolerancias de 0.1% para conseguir una mayor precisión en estos valores de tensión.

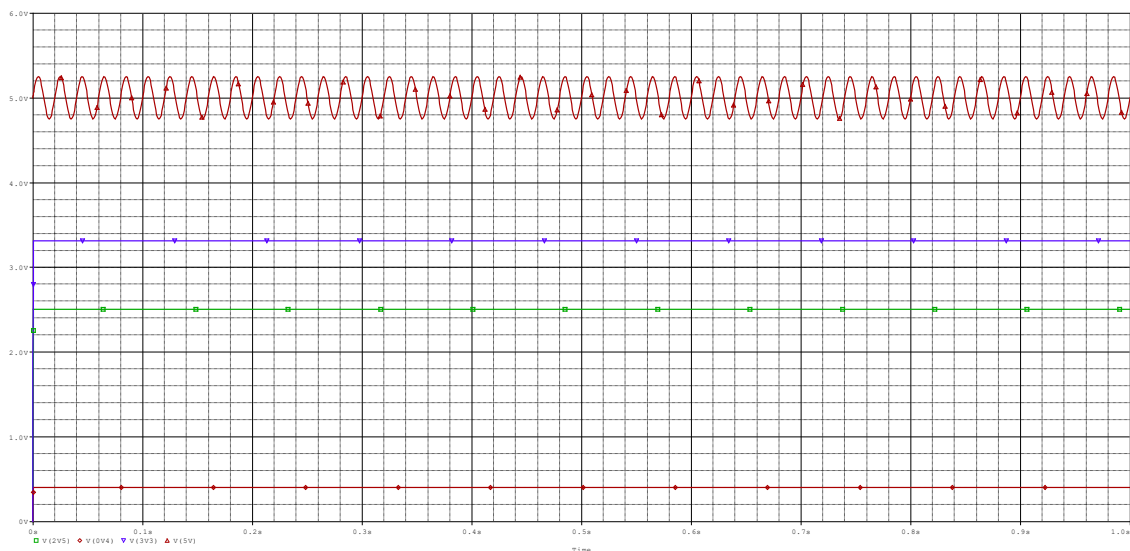


Ilustración 8 Resultados simulación, alimentación y tensiones de referencia

Tabla resultados numéricos de tensiones de referencia y alimentación.

Señal:	Valor (V)
V(2V5)	2.5063
V(0V4)	401.202m
V(3V3)	3.3099
V(5V)	5.2235

Ilustración 9 Tabla resultados numéricos de tensiones de referencia y alimentación.

3.2 Puente de Wheatstone

PARAMETERS:

Rtd = 923

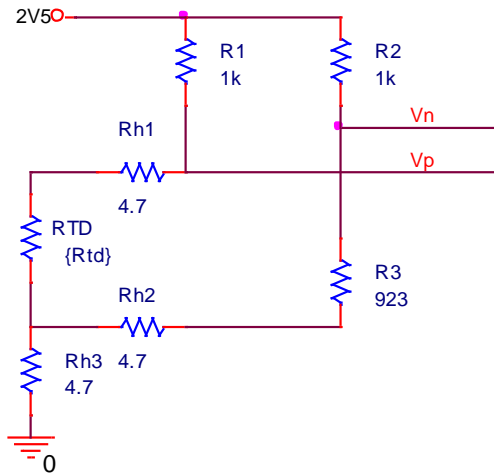


Ilustración 10 Circuito puente de WheatStone

Por simplicidad se han utilizado resistencias de 1k Ω para R1 y R2 y se ha utilizado una R3 de 923 Ω para conseguir que a 0 $^{\circ}$ C la diferencia entre Vp y Vn sea 0V.

Realizando una simulación paramétrica en función del valor óhmico de la RTD como se muestra a continuación, obtenemos las siguientes medidas.

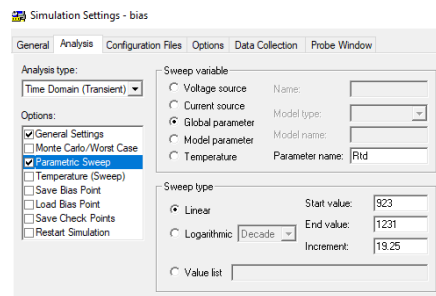


Ilustración 11 Parámetros de simulación

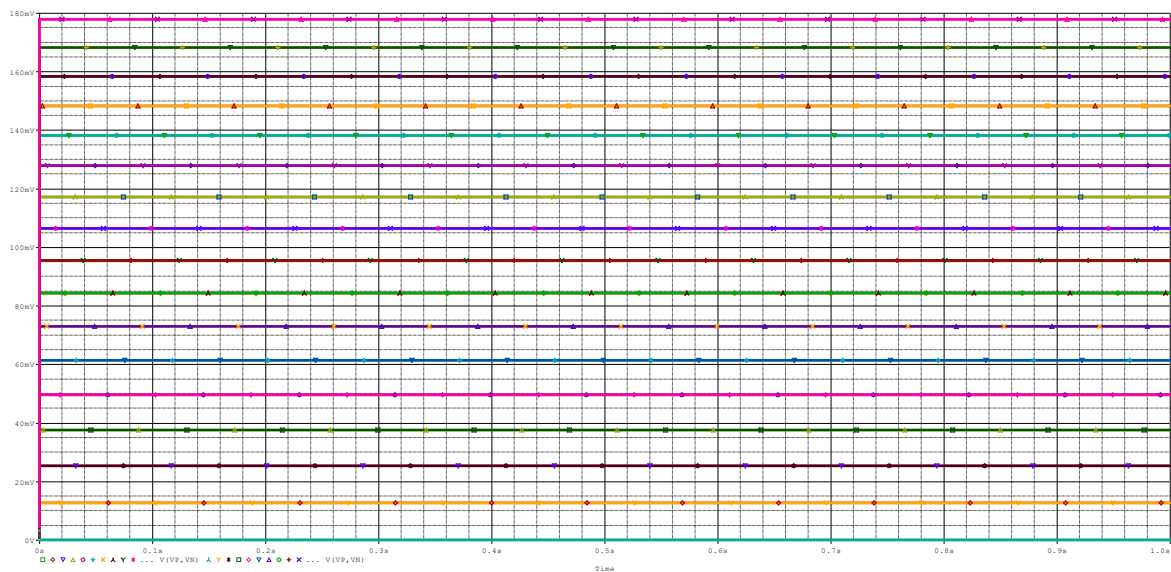


Ilustración 12 Resultados de simulación, puente de WheatStone

Valor de Temperatura ($^{\circ}$ C)	Valor de RTD (Ω)	Diferencia de tensión (V) SIMULADO	Diferencia de tensión (mV) IDEAL	ERROR (mV)	ERROR ($^{\circ}$ C)
-20	923	-2.8571n	0	-0,0028	1,35901E-06
-15	942.25	12.761m	0,0129	-0,139	6,61169E-05
-10	961.5	25.272m	0,0255	-0,228	0,000108451
-5	980.75	37.542m	0,0379	-0,358	0,000170287
0	1000	49.576m	0,0501	-0,524	0,000249246
5	1019.25	61.382m	0,0620	-0,618	0,000293959
10	1038.5	72.966m	0,0737	-0,734	0,000349135

15	1057.75	84.334m	0,0851	-0,766	0,000364356
20	1077	95.493m	0,0964	-0,907	0,000431425
25	1096.25	106.447m	0,1074	-0,953	0,000453305
30	1115.5	117.203m	0,1183	-1,097	0,0005218
35	1134.75	127.766m	0,1290	-1,234	0,000586966
40	1154	138.141m	0,1394	-1,259	0,000598857
45	1173.25	148.333m	0,1497	-1,367	0,000650229
50	1192.5	158.346m	0,1598	-1,454	0,000691611
55	1211.75	168.187m	0,1697	-1,513	0,000719675
60	1231	177.858m	0,1795	-1,642	0,000781035

Ilustración 13 Resultados numéricos diferencia de tensión en el puente (simulado vs ideal)

La gráfica anterior muestra la diferencia de tensión entre los puntos Vp y Vn. Por otro lado, a continuación, se muestra una tabla que compara los valores teóricos con los obtenidos mediante la simulación.

3.3 Amplificador de instrumentación.

A continuación, se muestra el amplificador de instrumentación INA122, se ha escogido este componente frente a otros dado que permite la alimentación no simétrica y además trabaja bien a baja tensiones.

Para la lección de la Rg se ha utilizado la siguiente fórmula, que encontramos en el datasheet el componente (Cuyo enlace se encuentra al final del documento.): $G = 5 + 200k\Omega/R_G$

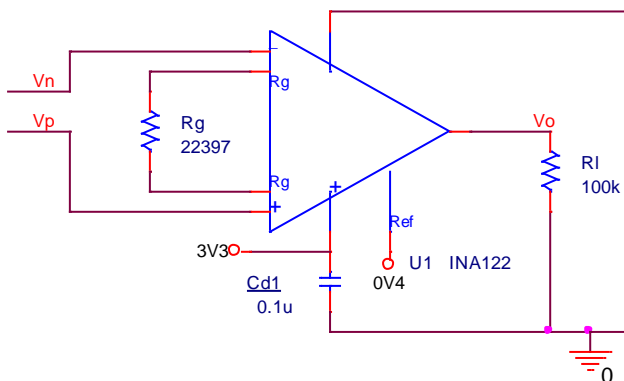


Ilustración 14 Circuito amplificador de instrumentación

Para el cálculo de la ganancia se ha utilizado como requerimiento en que los valores máximo y mínimo de salida no entren en saturación. Para ello tras simular el componente encontramos que satura para valores inferiores a 0.4V y superiores a 3V. Por ello, se ha añadido una señal de 0.4V al terminal Ref para solventar la saturación para el mínimo valor de tensión, esta señal actúa de la siguiente manera:

$$V_o = G(V_p - V_n) + V_{ref}.$$

Ahora toca calcular el valor de la ganancia de la siguiente manera: $\frac{V_o - V_{ref}}{V_{pmax} - V_n} = G$ para

esto encontramos un valor de G ideal de 13,92926299 V/V que supone una Rg de 22398.26Ω. Dado que este valor no es comercial, lo aproximamos al valor posible comercial más cercano, además se han escogido resistencias d 0.1% de tolerancia para reducir lo máximo posible el error de ganancia.

Los valores de Rg escogidos son la suma de 2 resistencias: $R_{G1} = 22k\Omega$ y $R_{G2} = 397\Omega$.
Rg=22397 Ω

Hechos estos ajustes, se simula el circuito y se obtiene el siguiente resultado, donde se visualiza el valor de Vo para los distintos valores de la Rtd.

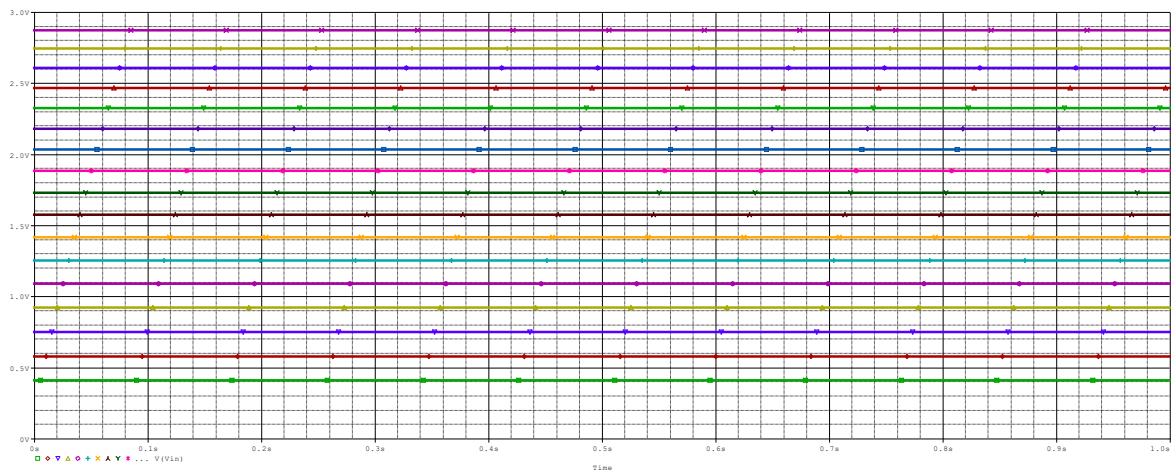


Ilustración 15 Resultados de simulación a la salida del amplificador (ERROR DE GANANCIA)

La siguiente tabla muestra los valores obtenidos, y con los compara con los valores ideales.

Valor de Temperatura (°C)	Valor de RTD (Ω)	Tensión a la salida (V) SIMULADO	Tensión a la salida (V) IDEAL	ERROR (V)	ERROR (°C)
-20	923	409.307m	0,4000	0,00931	0,00000
-15	942.25	577.681m	0,5816	-0,00388	0,00000
-10	961.5	751.946m	0,7596	-0,00761	0,00000
-5	980.75	922.854m	0,9341	-0,01125	0,00000
0	1000	1.0905	1,1053	-1,09437	-0,23
5	1019.25	1.2549	1,2732	-1,26064	-0,26
10	1038.5	1.4163	1,4379	-1,42377	-0,30
15	1057.75	1.5747	1,5996	-1,58385	-0,33
20	1077	1.7301	1,7583	-1,74096	-0,37
25	1096.25	1.8827	1,9140	-1,89519	-0,40
30	1115.5	2.0325	2,0669	-2,04661	-0,43
35	1134.75	2.1796	2,2171	-2,19529	-0,46
40	1154	2.3242	2,3646	-2,34132	-0,49
45	1173.25	2.4661	2,5094	-2,48476	-0,52
50	1192.5	2.6056	2,6517	-2,62569	-0,55
55	1211.75	2.7427	2,7916	-2,76416	-0,58
60	1231	2.8727	2,9290	-2,90028	-0,61

Ilustración 16 Resultados de simulación, salida del amplificador (ERROR DE GANANCIA)

Tras observar que con ese valor de ganancia se introduce mucho error, de modo que se ha variado y probado con distintos valores de ganancia hasta llegar al que menor error introduce. Esto se ha conseguido poniendo una R_g de $22k\Omega$. Obtenemos los siguientes resultados mediante la simulación (se incluye el puente de Wheatstone):

Nota: la nueva G es 14,09090909

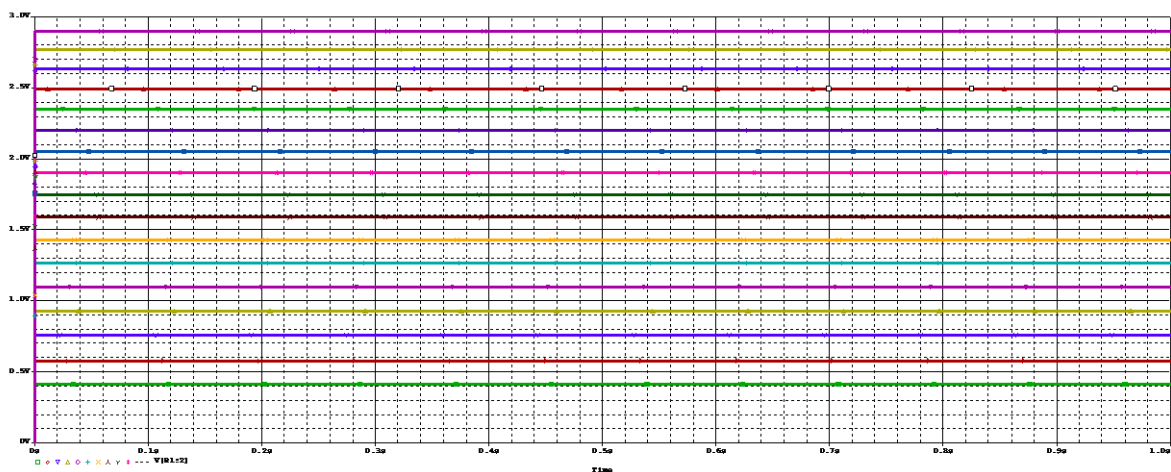


Ilustración 17 Resultados de simulación a la salida del amplificador (Ganancia corregida)

Valor de Temperatura (°C)	Valor de RTD (Ω)	Tensión a la salida (V) SIMULADO	Tensión a la salida (V) IDEAL	ERROR (V)	ERROR (°C)
-20	923	0,4088	0,4000	0,0088	0,2818
-15	942.25	0,5785	0,5816	-0,0010	-0,0315
-10	961.5	0,7543	0,7596	-0,0011	-0,0349
-5	980.75	0,9268	0,9341	-0,0012	-0,0370
0	1000	1,0960	1,1053	-0,0012	-0,0380
5	1019.25	1,2620	1,2732	-0,0012	-0,0376
10	1038.5	1,4248	1,4379	-0,0012	-0,0394
15	1057.75	1,5847	1,5996	-0,0011	-0,0364
20	1077	1,7416	1,7583	-0,0011	-0,0346
25	1096.25	1,8956	1,9140	-0,0010	-0,0335
30	1115.5	2,0468	2,0669	-0,0010	-0,0323
35	1134.75	2,1954	2,2171	-0,0008	-0,0270
40	1154	2,3413	2,3646	-0,0007	-0,0233
45	1173.25	2,4846	2,5094	-0,0006	-0,0201
50	1192.5	2,6254	2,6517	-0,0005	-0,0164
55	1211.75	2,7638	2,7916	-0,0003	-0,0112
60	1231	2,8928	2,9290	-0,0072	-0,2304

Ilustración 18 Resultados de simulación, salida del amplificador (ganancia corregida)

El amplificador quedaría de la siguiente manera una vez se ha ajustado la ganancia:

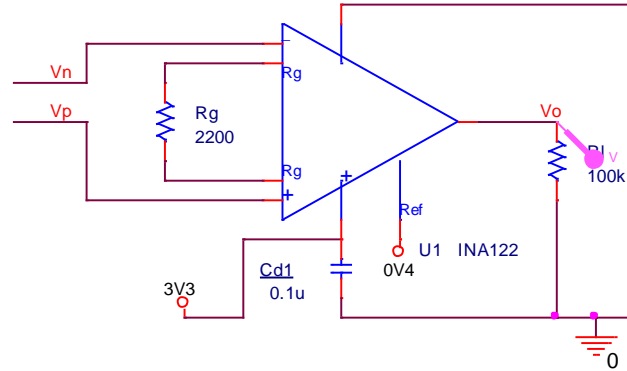


Ilustración 19 Circuito amplificador de instrumentación con ganancia corregida

3.4 Convertidor Voltaje frecuencia.

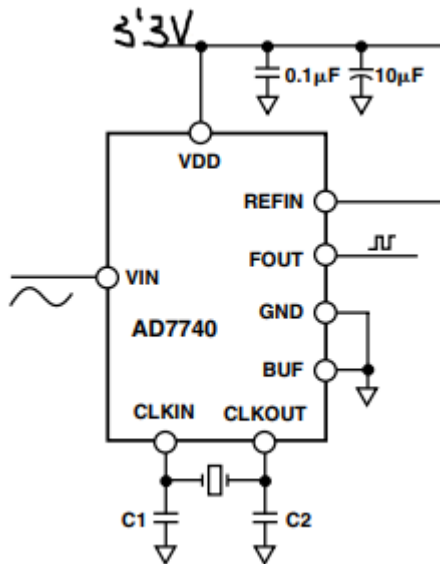


Ilustración 20 Circuito convertidor tensión frecuencia (imagen del datasheet)

Se ha empleado el componente AD7740YRT (Grado Y) que soporta temperaturas de entre -40°C y 105°C y, además, que permite una salida amplia en frecuencia con una alimentación entre 3V y 5V, perfecto para nuestro sistema.

Montando el siguiente circuito podemos obtener en la salida fout una señal cuya frecuencia se corresponde con la siguiente fórmula:

$$F_{OUT} = 0.1 * f_{CLKIN} + 0.8 \left(\frac{V_{IN}}{V_{REF}} \right) * f_{CLKIN}$$

Dejando el pin REFIN desconectado, hacemos que V_{REF} valga 2.5V, por otro lado, empleando un oscilador de 1MHz y condensadores C1 y C2 de 30pF

De este modo, tendremos a la salida

$$\begin{aligned} F_{OUT-MIN} &= 0.1 * 1\text{MHz} * 0.8 \left(\frac{0.4}{2.5} \right) * 1\text{MHz} \\ &= 196.97\text{KHz} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_{OUT-MAX} &= 0.1 * 1\text{MHz} * 0.8 \left(\frac{3}{2.5} \right) * 1\text{MHz} \\ &= 827.27\text{KHz} \end{aligned}$$

3.5 Simulación del sistema completo.

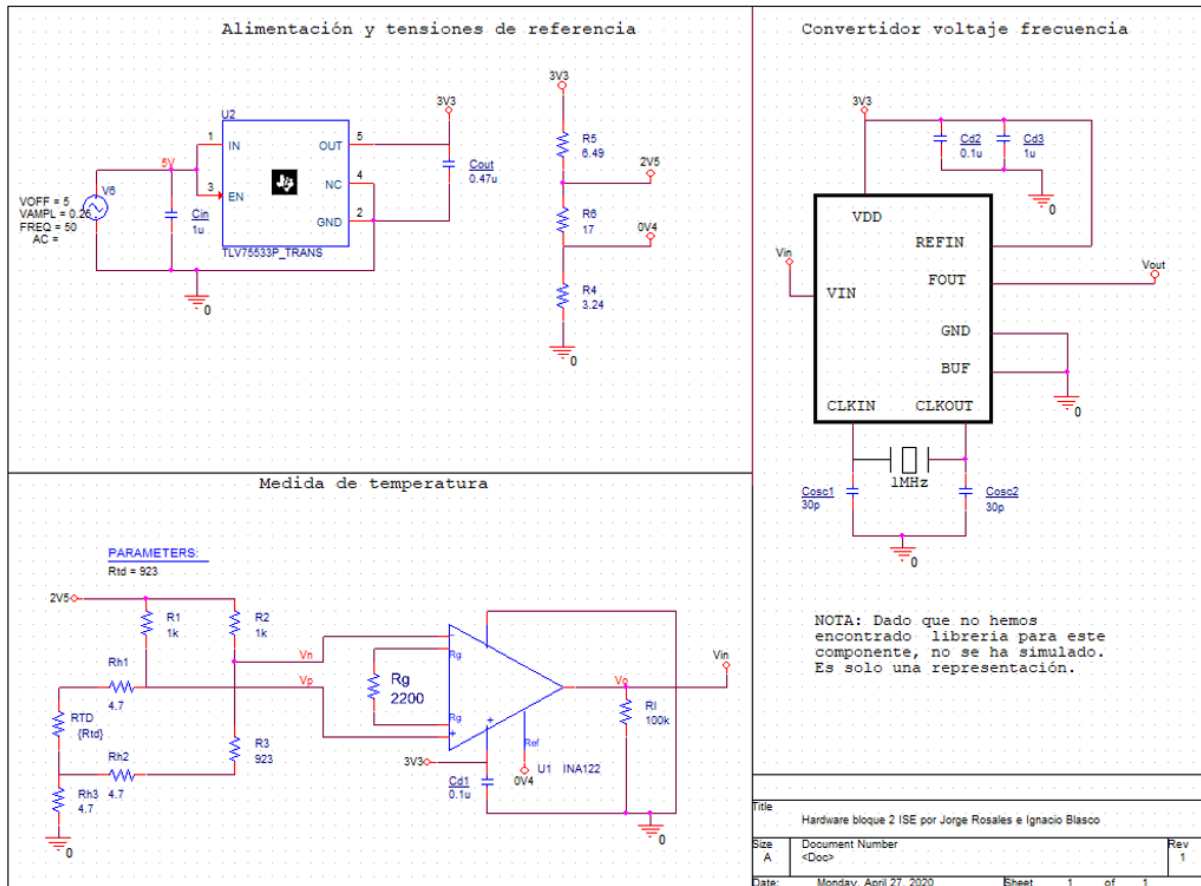


Ilustración 21 Esquema completo del sistema propuesto

La imagen anterior muestra el sistema completo.

Ejecutando la simulación encontramos los siguientes resultados.

- Tensiones de referencia:



Ilustración 22 Resultados simulación, alimentación y tensiones de referencia

Señal:	Valor (V)
V(2V5)	2.4936
V(0V4)	399.208m
V(5V)	5.2449
V(3V3)	3.3099

Ilustración 23 resultados numéricos de tensiones de referencia y alimentación.

- Diferencia de tensión entre Vp y Vn:

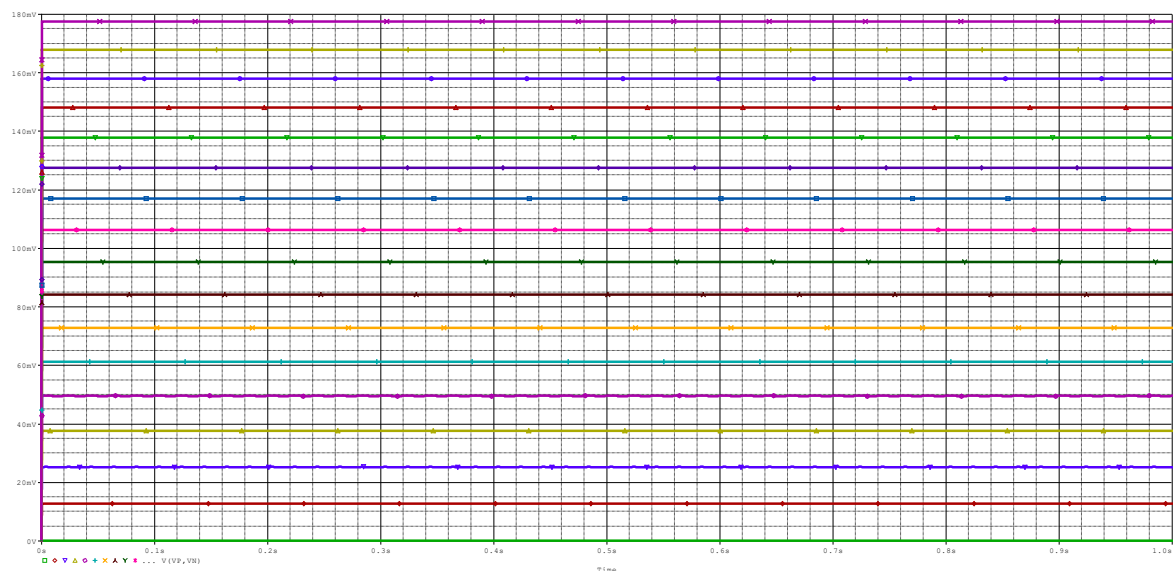


Ilustración 24 Simulación completa del puente de Wheatstone

Valor de Temperatura (°C)	Valor de RTD (Ω)	Diferencia de tensión (V) SIMULADO	Diferencia de tensión (V) IDEAL	ERROR (mV)	ERROR (°C)
-20	923	-2.8513n	0	-2.8513n	0,001285434
-15	942.25	12.727m	12.885m	-0,158	7,12302E-05
-10	961.5	25.207m	25.517m	-0,31	0,000139755

-5	980.75	37.445m	37.904m	-0,459	0,000206928
0	1000	49.450m	50.052m	-0,602	0,000271396
5	1019.25	61.227m	61.969m	-0,742	0,000334511
10	1038.5	72.784m	73.660m	-0,876	0,000394922
15	1057.75	84.126m	85.133m	-1,007	0,00045398
20	1077	95.258m	96.393m	-1,135	0,000511685
25	1096.25	106.188m	107.446m	-1,258	0,000567137
30	1115.5	116.921m	118.298m	-1,377	0,000620785
35	1134.75	127.461m	128.955m	-1,494	0,000673531
40	1154	137.814m	139.421m	-1,607	0,000724474
45	1173.25	147.984m	149.701m	-1,717	0,000774065
50	1192.5	157.977m	159.801m	-1,824	0,000822303
55	1211.75	167.798m	169.725m	-1,927	0,000868738
60	1231	177.450m	179.478m	-2,028	0,000914271

Ilustración 25 Resultados numéricos de la salida del puente (Simulación vs Ideal)

- Tensión a la salida del amplificador:

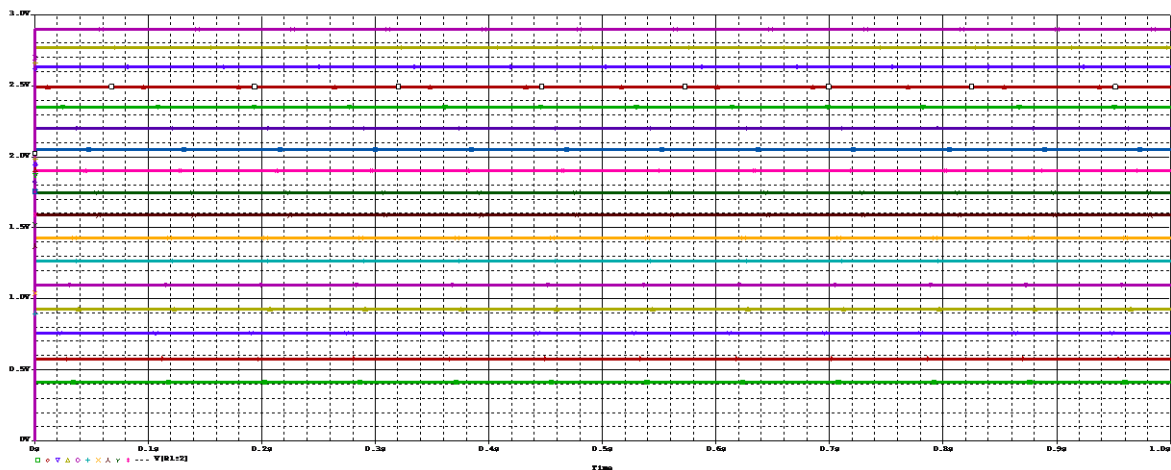


Ilustración 26 Simulación sistema completo salida del amplificador de instrumentación

Valor de Temperatura (°C)	Valor de RTD (Ω)	Tensión a la salida (V) SIMULADO	Tensión a la salida (V) IDEAL	ERROR (V)	ERROR (°C)
-20	923	0,4088	0,4000	0,0088	0,2818
-15	942.25	0,5785	0,5816	-0,0010	-0,0315
-10	961.5	0,7543	0,7596	-0,0011	-0,0349
-5	980.75	0,9268	0,9341	-0,0012	-0,0370
0	1000	1,0960	1,1053	-0,0012	-0,0380
5	1019.25	1,2620	1,2732	-0,0012	-0,0376
10	1038.5	1,4248	1,4379	-0,0012	-0,0394
15	1057.75	1,5847	1,5996	-0,0011	-0,0364
20	1077	1,7416	1,7583	-0,0011	-0,0346
25	1096.25	1,8956	1,9140	-0,0010	-0,0335
30	1115.5	2,0468	2,0669	-0,0010	-0,0323
35	1134.75	2,1954	2,2171	-0,0008	-0,0270
40	1154	2,3413	2,3646	-0,0007	-0,0233

45	1173.25	2,4846	2,5094	-0,0006	-0,0201
50	1192.5	2,6254	2,6517	-0,0005	-0,0164
55	1211.75	2,7638	2,7916	-0,0003	-0,0112
60	1231	2,8928	2,9290	-0,0072	-0,2304

Ilustración 27 Resultados numéricos salida del amplificador de instrumentación (Simulación vs Ideal)

4. Posibles problemas y soluciones para el calibrado

Dada la tolerancia de los componentes y de los errores de ganancia y no linealidad introducidos por los componentes utilizados, y dado que no se permite la calibración manual mediante potenciómetros, proponemos para hacer un ajuste correcto en caso de que la medida no sea precisa, introducir al programa el valor de las señales de referencia de 2.5V y 0.4V (Mediante 2 entradas ADC) para que mediante el uso de cinco resistencias de valores conocidos, el sistema pueda calibrarse mediante ajustes internos (operaciones de conversión), pudiendo solventar en cierta medida los errores introducidos por el hardware. Además, al realizar la conversión se tomaría en cuenta el valor real de las señales de 2.5V y 0.4V para que los errores debido a posibles diferencias en estas señales de referencia no afecten en absoluto (por ejemplo, si en vez de valer 2.5 valiese 2.3). Como anotación se han utilizado resistencias de baja tolerancia para reducir al máximo este problema.

En cuanto a los errores de no linealidad, tanto en el INA122 como en el AD7740, los errores máximos son del $\pm 0.012\%$, y el error de ganancia aproximado en el INA122, es como máximo 0.1%. Para solventar el posible error de ganancia que se pueda encontrar, se puede sustituir la resistencia R_g por una resistencia de 20k Ω y un potenciómetro multivuelta de 5k Ω , de modo que, se pueda ajustar la ganancia para el menor error posible. Esto se consigue midiendo las 5 resistencias de valor fijo mencionadas anteriormente, y con los valores obtenidos en el microprocesador más los valores de tensión de las señales de 0.4V y 2.5V, se puede calcular la ganancia real. Se ajusta el potenciómetro para que los valores de tensión correspondientes a las 5 resistencias se asemejen lo máximo posible a sus valores ideales. Por otro lado, también se podría sustituir la resistencia R_5 (superior del divisor de tensión) para ajustar la señal de 2.5V de manera precisa y tener una buena señal de referencia.

Como nota, una vez ajustados los 2.5V, la señal de 0.4V también se ajustaría dada la relación de resistencias que presenta y la baja tolerancia de estas.

5. Componentes empleados

Lista con los componentes empleados y precio.

- 1 Resistencia PT1000
- 2 resistencias de 1k Ω , 1 Resistencia de 100k Ω , 1 Resistencia de 20k Ω , 1 resistencia de 397 Ω , 1 resistencia de 6,49 Ω , 1 resistencia de 17 Ω y una resistencia de 3,24 Ω .
- 1 potenciómetro multivuelta de 5k Ω
- 2 condensadores de 0,1 μ F, 1 condensador de 0,47 μ F, 3 condensadores de 1 μ F y 2 condensadores de 30 pF.
- 1 oscilador de cuarzo de 1MHz
- 1 amplificador de instrumentación INA 122.
- 1 conversor de voltaje a frecuencia AD7740YRT (Grado Y)
- 1 regulador de tensión TLV75533P_T Tabla de precios:

Componente	Precio	Enlace
PT1000 3 hilos	13.46€	Mouser-> REF: 485-3984
1kΩ	0,324 €	Mouser-> 594-MCT0603MD1001BP5
100kΩ	0,594 €	Mouser-> 756-HPWC2512-100KJT1
2000Ω	0,117 €	Mouser-> 284-APC0603B20K0N
Pot 5k Ω	3,42 €	Mouser-> 72-TS63Y-5K
379Ω	0,392 €	Mouser-> 660-RN732ATTD3790B50
64.9Ω	0,252	Mouser-> 71-CRCW020164R9FKED
17Ω (10+7)	0,234 €	Mouser->756-PCF1206R-10RBT1 Mouser->756-PCF1206R-10RBT1
3.24Ω (2+1+0.24)	0,101 € 0,111 € 0,486 €	Mouser-> 660-RK73H1ETTP2R00F Mouser-> 660-RK73B1ERTTP1R0J Mouser-> 710-561070332092
0.1uF	0,03 €	Mouser-> 710-885012105001
0.47uF	0,13 €	Mouser-> 710-860160672001
1uF	0,324 €	Mouser-> 80-EDH105M050S9BAA
30pF	0,09	Mouser-> 603-AC0402JRNP9BN300
Oscilador de cuarzo 1MHz	0.50€	https://www.planetaelectronico.com/filtro-resonador-1mhz-2pin-p-20079.html
INA 122U	6,98 €	Mouser-> 595-INA122U
AD7740YRT (Grado Y)	2,61 €	Mouser-> 584-AD7740YRTZ-R7
TLV75533P	0,477 €	Mouser-> 595-TLV75533PDBVR

Ilustración 28 Componentes, precio y enlace a compra

6. Enlaces a datasheets de interés

Amplificador de instrumentación: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina122.pdf?ts=1587981836974>

Regulador LDO: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv755p.pdf?ts=1587982738364>

Convertidor V/F: https://www.mouser.com/datasheet/2/609/adi_ad7740-1215214.pdf