



Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

Simulador de Temperatura de un Sensor RTD PT100 mediante MicroConvertidor ADuC812 e Interfaz de Usuario LabVIEW

TITULACIÓN: Ingeniería Técnica Industrial en Electrónica Industrial

ALUMNO: José Antonio Encinas Pajares
TUTOR: Eduard Llobet Valero

FECHA: Mayo del 2011

1 Índice

	Página
Portada Proyecto Final de Carrera	1
1 Índice	2
2 Memoria Descriptiva	8
2.1 Objetivo del Proyecto	8
2.2 Alcance del Proyecto	8
2.3 Antecedentes	9
2.4 Definiciones y Abreviaturas	9
2.5 Fundamentos Teóricos	10
2.5.1 Sensores de Temperatura	10
2.5.1.1 Medida de la Temperatura	10
2.5.1.2 Fuentes de Error de Medida de Temperatura	11
2.5.1.2.1 Calibración del Sensor	11
2.5.1.2.2 Gradientes Térmicos	12
2.5.1.2.3 Conducción Térmica de los Cables del Sensor	12
2.5.1.2.4 Radiación	13
2.5.1.2.5 Auto-Calentamiento del Sensor	13
2.5.1.2.6 Contacto Térmico	14
2.5.1.2.7 Constante Térmica de Tiempo	14
2.5.1.2.8 Errores Externos a la Lectura	14
2.5.1.2.9 Ruido Eléctrico o Interferencia	15
2.5.1.2.10 Condensación	15
2.5.1.2.11 Tensión Mecánica del Sensor	16
2.5.1.3 Elegir un Sensor de Temperatura	17
2.5.1.4 Fabricantes de Sensores de Temperatura	18
2.5.1.5 Termopares	19
2.5.1.5.1 Teoría del Termopar	19
2.5.1.5.2 Las Consideraciones Prácticas de los Termopares	20
2.5.1.5.3 Ventajas y Desventajas de los Termopares	21
2.5.1.5.4 Tipos de Termopares	22
2.5.1.5.5 Precisión de los Termopares	24
2.5.1.5.6 Calidades del Cable del Termopar	24

2.5.1.5.7 Calibre del Cable del Termopar	24
2.5.1.5.8 Codificación del Color del Cable del Termopar	26
2.5.1.5.9 Montaje del termopar	26
2.5.1.5.10 Compensación y Linealidad del Termopar	27
2.5.1.5.11 El Termopar como Bomba de Calor	28
2.5.1.5.12 Diferencias de Medida de Temperatura	28
2.5.1.5.13 El Generador Termoeléctrico	28
2.5.1.6 Detectores de Temperatura Resistivos (RTD)	29
2.5.1.6.1 ¿Cómo se Construye un RTD?	29
2.5.1.6.2 Características de los RTDs	30
2.5.1.6.3 Tipos de RTDs	31
2.5.1.6.4 RTD de Platino	31
2.5.1.6.4.1 Características del Platino RTD	33
2.5.1.6.5 RTD de Níquel	33
2.5.1.6.6 RTD de Níquel-Hierro	34
2.5.1.6.7 RTD de Cobre	34
2.5.1.6.8 RTD de Molibdeno	35
2.5.1.6.9 Tipos Patentados	35
2.5.1.7 Termistores	37
2.5.1.7.1 Construcción del Termistor	37
2.5.1.7.2 Características del Termistor	38
2.5.1.7.3 Linealización	38
2.5.1.7.3.1 Linealización Hardware	39
2.5.1.7.4 Dispositivos Relacionados	39
2.5.1.8 Sensores de Temperatura Semiconductores	40
2.5.1.8.1 Tipos de Sensores Semiconductores	40
2.5.1.8.1.1 Sensores de Temperatura con Voltaje de Salida	41
2.5.1.8.1.2 Sensores de Temperatura con Corriente de Salida	42
2.5.1.8.1.3 Sensores de Temperatura de Salida Digital	43
2.5.1.8.1.4 Sensores de Temperatura de Silicio con Resistencia de Salida	44
2.5.1.8.1.5 Sensores de Temperatura de Tipo Diodo	45
2.5.1.8.2 Precisión de los Sensores Semiconductores	46

2.5.1.8.3 ¿Cuál es el Sensor Semiconductor más Apropriado?	46
2.5.1.9 Sensores de Temperatura de No-Contacto	47
2.5.1.9.1 ¿Qué Funciones Hacen la los Sensores IR de No-Contacto?	47
2.5.1.9.2 Ecuación de Plank	48
2.5.1.9.3 El Ojo Humano como Sensor de Temperatura Radiante	49
2.5.1.9.3.1 ¿Cómo Medir Temperatura con los Sensores de Radiación?	50
2.5.1.9.4 Detección de la Radiación	51
2.5.1.9.5 Cuerpo Negro, Emisividad y Errores	53
2.5.1.10 Sensores de Temperatura de Fibra Óptica	54
2.5.1.10.1 Características de Sensores de Fibra Óptica	54
2.5.1.10.2 Necesidades para Medir la Temperatura en Lugares Difíciles o Peligrosos	55
2.5.1.11 Sensores de Temperatura Criogénicos	55
2.5.1.11.1 Tipos de Sensores de Temperatura Criogénicos	56
2.5.1.12 Sensores de Temperatura Bimetálicos	56
2.5.1.12.1 Construcción de la Lámina Bimetálica	57
2.5.2 MicroConvertidor ADuC812	58
2.5.2.1 Características Generales	58
2.5.2.2 Diagrama de Bloques Funcional	60
2.5.2.3 Especificaciones	61
2.5.2.4 Rangos Máximos Absolutos	64
2.5.2.5 Configuración de los Pines	65
2.5.2.6 Descripción Funcional de los Pines	66
2.5.2.7 Especificaciones ADC	67
2.5.2.8 Especificaciones DAC	68
2.5.2.9 Organización de la Memoria	68
2.5.2.10 Registros de Función Especial	70
2.5.2.10.1 Descripción de los Registros de Función Especial	71
2.5.2.11 Juego de Instrucciones	72
2.5.2.12 Directivas de ensamblador	73
2.5.2.13 Direcciones de los Vectores de Interrupción	73
2.6 Requisitos de Diseño	74

2.7 Análisis de Soluciones	74
2.7.1 Esquema General del Proyecto	74
2.7.2 Elección y Estudio del Sensor de Temperatura	75
2.7.3 Elección y Estudio del Circuito Analógico a Diseñar	75
2.7.4 Código Ensamblador Implementado	76
2.7.5 Elección de la Interfaz de Usuario	76
2.8 Resultados Finales	77
2.8.1 Sensor de Temperatura Elegido	77
2.8.2 Circuito Analógico Diseñado	77
2.8.3 Código Ensamblador Implementado	78
2.8.4 Interfaz de Usuario Diseñada	78
3 Memoria de Cálculo	79
3.1 Esquema General del Proyecto	79
3.2 Estudio del Sensor de Temperatura	80
3.3 Circuito Analógico Diseñado	85
3.3.1 Circuito de Alimentación	85
3.3.2 Circuito Seguidor de Tensión	86
3.3.3 Circuito Fuente de Corriente Controlada por Tensión	87
3.3.4 Circuito Amplificador No Inversor	93
3.3.5 Diseño Placa Electrónica de Alimentación	95
3.3.6 Diseño Placa Electrónica de Seguidor de Tensión, Fuente de Corriente Controlada por Tensión y Amplificador no Inversor	98
3.3.7 Comprobaciones del Circuito Completo Diseñado	102
3.4 Código Ensamblador Implementado: “sim_temp.asm”	109
3.4.1 Diagrama de Flujo del Código Ensamblador	109
3.4.2 Definición de Constantes y Variables	111
3.4.3 Tratamiento de Interrupciones	113
3.4.4 Inicialización de los Registros de Función Especial	115
3.4.5 Inicialización de Constantes y Variables	116
3.4.6 Bucle Infinito para Controlar la Temperatura	118
3.4.6.1 Obtención del Voltaje de Salida “Vout” del Convertidor A/D	119
3.4.6.2 Envío de “Flag_tsim” y Voltaje de Salida “Vout” por Puerto Serie (RS-232)	120
3.4.6.3 Recibir Voltaje de Control “Vc” por Puerto Serie	122

3.4.6.4 Transmitir/Recibir cada 30 segundos la Temperatura Ambiente y cada 2 segundos la Temperatura Simulada	124
3.4.7 Subrutinas de Retardo	125
3.4.8 Generación del Archivo “sim_temp.hex” mediante el Programa ASM51 (8051 Cross Assembler)	127
3.4.9 Simulación del Código “sim_temp.hex” mediante el Programa ADSIM versión 3.650	130
3.4.10 Grabación del Código “sim_temp.hex” por Puerto Serie en el Microcontrolador mediante el Programa WSD V6.06	139
3.5 Interfaz de Usuario Diseñada en LabVIEW: “simulador temperatura.vi”	144
3.5.1 Diagrama de Flujo del Programa Diseñado	144
3.5.2 Bloque de Introducción de Temperatura Consigna	150
3.5.3 Bloque de Lectura Puerto Serie y Bucle de Espera de 3 Bytes (“Flag_tsim” + Vout)	152
3.5.4 Bloque Lectura (“Flag_tsim” + Vout), Cálculo de Voltaje de Salida (Vout), de Voltaje del Sensor (VRt) y Tratamiento de Error de Lectura de Temperatura Ambiente/Simulada	153
3.5.5 Bloque de Cálculo de Temperatura Ambiente y Tratamiento de Error de Límites de Temperatura Ambiente	155
3.5.6 Bloque de Cálculo de Temperatura Simulada y Tratamiento de Error de Límites de Temperatura Simulada	157
3.5.7 Bloque de Cálculo de la Corriente Aplicada al Sensor (IRt)	159
3.5.8 Bloque de Cálculo de Voltaje de Control (Vc) mediante Control Proporcional, Envío de 2 Bytes (Vc) por Puerto Serie y Tratamiento de Error de Límites de Voltaje de Control	160
3.5.9 Bloque de Presentación de la Gráfica de Control de Temperaturas	162
3.5.10 Manejo y Comprobación de la Interfaz de Usuario	164
4 Planos	166
4.1 Esquema de la Fuente de Corriente Controlada por Tensión (Howland) (PT100)	166
4.2 Esquema del Amplificador No Inversor (Vout) (PT100)	167
4.3 Esquema de la Fuente de Corriente Controlada por Tensión + el Amplificador No Inversor (PT100)	168
4.4 Esquema del Circuito de Alimentación (± 5 V) (PT100)	169
4.5 Esquema del Circuito Completo: Alimentación + Fuente de Corriente Controlada por Tensión + Amplificador No Inversor (PT100)	170
5 Anexos	171
5.1 Código Ensamblador y Librería “MOD812”	171
5.1.1 Código Ensamblador (sim_temp.asm)	171
5.1.2 Librería “MOD812”	179
5.2 Archivo “coeficiente temperatura.txt”	183
5.3 Tabla Valores Resistencia de Sensor Temperatura PT100 (EN 60 751)	185

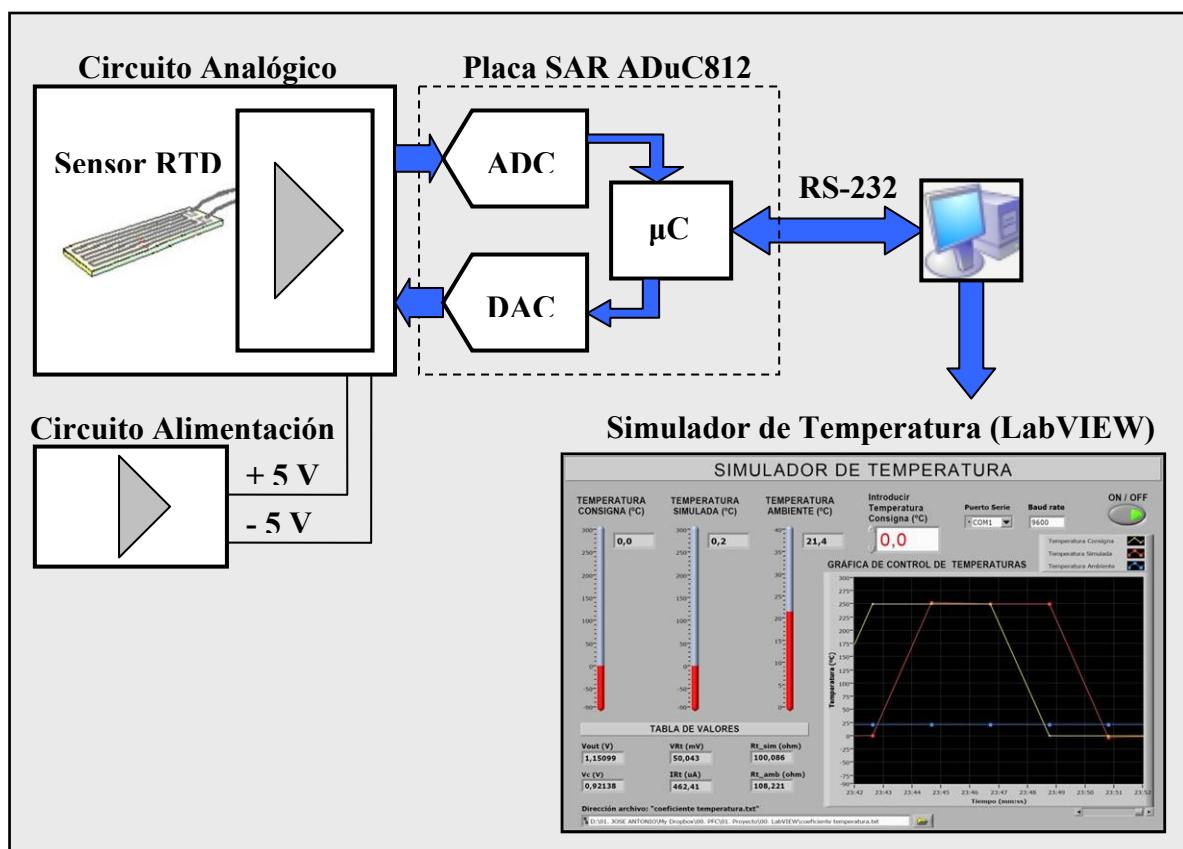
5.4 Data Sheets del proyecto	186
5.4.1 Sensor de Temperatura RTD PT100	186
5.4.2 Amplificador Operacional LM741	187
5.4.3 Potenciómetro de Carbono PIHER	195
5.4.4 Terminales de Interconexión de 8 vías para Montaje en PCB	199
5.4.5 Compartimiento para Batería de 9 V 1xPP3 para Montaje en PCB	200
5.4.6 Interruptor Miniatura 2 Posiciones de Desplazamiento Montaje PCB	202
5.4.7 Conector Hembra tipo Jack para Montaje en PCB	203
5.4.8 Interruptor Táctil para Montaje en PCB	204
5.4.9Regulador de Voltaje Positivo L78L00	206
5.4.10 Convertidor de Tensión TC1121	216
5.4.11 Condensador Electrolítico	225
5.4.12 Conector Hembra de Alimentación para Montaje en PCB	229
5.4.13 Diodo LED	231
5.4.14 Condensador de Película Plástica	241
5.5 Referencias	245

2 Memoria Descriptiva

2.1 Objetivo del Proyecto

La finalidad del proyecto es la realización de un simulador de temperatura mediante el control de la temperatura obtenida por un sensor de tipo RTD (Detector de Temperatura Resistivo) PT100 de lámina. Para cumplir con el objetivo, diseñaremos un Circuito Analógico cuyo objeto será aplicar variación de tensión y corriente dentro de un rango determinado para su posterior conexión a la Placa Emuladora SAR ADuC812. Dicha placa contiene el MicroConvertidor ADuC812 donde grabaremos un Código en lenguaje Ensamblador diseñado expresamente para controlar la variación de temperatura captada por el sensor RTD PT100, la cual se transforma en incrementos de voltaje. Todos los datos serán transmitidos a un ordenador a través del Puerto Serie RS-232. Por último y para cerrar el lazo de control, diseñaremos una Interfaz de Usuario en el programa LabVIEW donde se podrá variar la temperatura consigna y se mostrarán todos los datos por pantalla.

La siguiente imagen muestra el Esquema General del Proyecto:



2.2 Alcance del Proyecto

El ámbito del proyecto es de tipo experimental, cuyo estudio, diseño, desarrollo e implementación se han llevado a cabo en ámbito de laboratorio. Asimismo, el proyecto podría ser aplicado, previamente realizando un estudio y desarrollo concreto, tanto en el control de temperatura de procesos industriales como en cualquiera de los campos donde se requiera un control de temperatura.

2.3 Antecedentes

El control de la temperatura ha sido y es una de las claves principales para infinidad de procesos, ya sean o no de tipo industrial. Teniendo en cuenta ésta y otras observaciones referentes al conocimiento de sensores de temperatura y sus aplicaciones han sido la motivación para poder llevar a cabo el proyecto.

2.4 Definiciones y Abreviaturas

- *RTD*: Detector de temperatura resistivo que varia su valor en función de la temperatura.
- *PT100*: Nomenclatura de un sensor de temperatura de platino y con un valor de 100 ohmios a 0°C.
- *Microcontrolador*: Circuito integrado que incluye en su interior una Unidad de Control de Procesos, memoria y unidades de Entrada/Salida.
- *Micro*: Microcontrolador.
- *ADuC812*: MicroConvertidor, multicanal 12-Bit ADC con memoria Flash acoplada a la MCU.
- *ADC*: Convertidor analógico-digital.
- *DAC*: Convertidor digital-analógico.
- *MCU*: Unidad microcontroladora.
- *RAM*: Memoria de acceso aleatorio.
- *SFR*: Registros de función especial.
- *CLK*: Reloj.
- *LSB*: Bit menos significativo.
- *MSB*: Bit más significativo.
- *FCCT*: Fuente de corriente controlada por tensión.
- *Dispositivo E/S*: Dispositivo de Entrada/Salida.
- *UART*: Dispositivo Universal Asíncrono Receptor-Transmisor de datos.
- *VREF*: Voltaje de referencia.
- *Interruptor NA*: Interruptor Normalmente Abierto.
- *Interruptor NC*: Interruptor Normalmente Cerrado.

2.5 Fundamentos Teóricos

2.5.1 Sensores de Temperatura

Los sensores de temperatura pueden adoptar muchas formas. En la mayoría de las aplicaciones industriales y comerciales el actual elemento sensor está dentro de una funda sellada de acero inoxidable unido a una cabeza ensamblada con forma de tornillo para unir con cable el sensor al aparato a medir. La cabeza del sensor puede también contener electrónica para interconectar el sensor al sistema de medida, por ejemplo, un transmisor de 4-20 mA.



Figura 1. Funda típica montada en sonda RTD

Para algunas aplicaciones es más práctico el uso de sensores sin funda. Esto se aplica particularmente para sensores muy robustos tales como los termopares. Las ventajas que incluyen son una respuesta más rápida, menor tamaño y menor coste.

Cuando se están midiendo temperaturas muy altas, por encima de 600 °C, a menudo el material de la funda empieza a ser crítico. Este se elige para su tolerancia química en el medio que se está midiendo y sus efectos contaminantes sobre el elemento sensor. La difusión atómica es fuertemente acelerada a temperaturas elevadas.

2.5.1.1 Medida de la Temperatura

La temperatura es el parámetro más común a medir, aunque muchos aspectos de ella son los menos conocidos. Es un parámetro sorprendentemente difícil de medir con la precisión que uno razonablemente espera.

Para obtener precisiones mejores que 0.2 °C es necesario un gran cuidado. Los errores ocurren debido a la presencia de gradientes de temperatura, corrientes, no linealidades del sensor, un contacto térmico pobre, flujos de calibración, energía radiante y el auto calentamiento del sensor.

Generalmente, la precisión de todos los tipos de sensores puede mejorarse mucho por la calibración individual. Para más información nos dirigiremos al apartado correspondiente a cada tipo de sensor.

La información en éste apartado está orientada hacia termómetros electrónicos que con una salida eléctrica pueden ser conectados a un instrumento de medida, tal como, un sistema de adquisición de datos, un registrador de datos, un sistema de control o un registrador de gráficas.

Sin embargo, también hay un amplio rango de termómetros que pueden ser usados para medir temperatura manualmente. Este incluye el termómetro de vidrio, varios termómetros de gas, termómetros basados en presión, termómetros bimetálicos y pintura sensible a la temperatura o termómetros de lámina.

En un laboratorio con los equipamientos y estándares apropiados es posible medir temperaturas de 0.001 °C o incluso mejores. Esto se hace típicamente por interpolación entre dos estándares, usando un sensor de temperatura de platino de calidad y/o un termopar de tipo S.

Cuando se mide temperatura es importante mantener tus objetivos presentes. Identificar exactamente lo que estas midiendo y la precisión que necesitas. Si las diferencias de precisión de temperatura son prioritarias, entonces considerar el uso de termo pila para evitar la necesidad de sensores encajados estrechamente.

2.5.1.2 Fuentes de Error de Medida de Temperatura

Al utilizar sensores de temperatura es provechoso pensar donde se encuentran los flujos de calor. Esto se aplica tanto en los sensores enfundados como en los sensores sin funda. Entendiendo las resistencias térmicas y donde están ubicadas es especialmente útil para identificar las fuentes potenciales de los errores.

La siguiente figura indica la complejidad en la medida de la temperatura. Observar la presencia de gradientes térmicos en el material que es medido. Estos gradientes pueden ser particularmente molestos cuando medimos los materiales con una conductividad térmica pobre, tales como plásticos e incluso acero inoxidable.

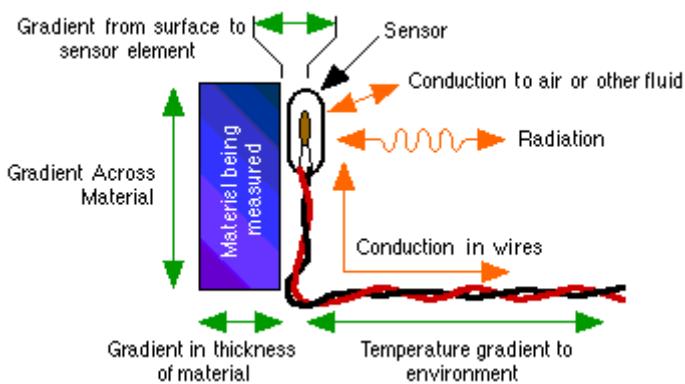


Figura 2. Flujos térmicos de y para un sensor de temperatura

A continuación describimos las fuentes de error de medida de temperatura y algunas sugerencias para minimizar estos errores.

2.5.1.2.1 Calibración del Sensor

Los errores de la calibración de los sensores pueden ser debidos a la compensación, a la escala y a los errores de linealidad. Además, cada uno de estos errores puede ir a la deriva con el tiempo y ciclo de temperatura. La histéresis (donde un valor depende de la dirección de la cual fue acercada) se puede observar con algunos sensores, pero el efecto es generalmente pequeño a excepción de la cinta bimetálica donde puede ser de varios grados. Los sensores RTD de platino están considerados los más precisos y estables de los sensores estándar. Sin embargo, los termopares calibrados individualmente pueden conseguir el mismo rango de temperatura. Los termopares basados en platino pueden ser tan estables como los sensores RTD de platino y cubrir un gran rango de temperatura.

La capacidad de intercambio del sensor es a menudo el factor decisivo. Esto se refiere al error de lectura de la temperatura máxima que probablemente ocurre al sustituir un sensor por otro del mismo tipo sin volver a calibrar el sistema.

Elegir una referencia práctica de calibración puede ser la clave de la cuestión. Para fines profesionales, un sensor RTD de platino de alta calidad es el mejor, con un indicador apropiado. Otras referencias incluyen el baño de agua helada, los termómetros tradicionales de vidrio (grados especialmente de laboratorio) y los termómetros médicos.

2.5.1.2.2 Gradiéntes Térmicos

Los gradiéntes térmicos son a menudo la mayor fuente de error de medida. Esto es especialmente cierto cuando medimos materiales con una conductividad térmica pobre tales como: aire, la mayoría de líquidos y sólidos no metálicos. En el caso de líquidos es importante que el fluido esté removido. Un baño helado no removido (mezcla de hielo y agua) puede tener un gradiénte vertical de temperatura de varios grados. Si el remover no es práctico, los gradiéntes pueden minimizarse aislando el sistema que se está midiendo, para prevenir la transferencia de calor dentro o fuera del sistema. El uso de múltiples sensores para la diversidad espacial y el promedio de las lecturas es otra solución.

2.5.1.2.3 Conducción Térmica de los Cables del Sensor

Todos los sensores a excepción de los de no-contacto y quizás los de tipo de fibra óptica requieren que los cables sean llevados al sensor. Estos cables normalmente son de cobre, un excelente conductor térmico. La colocación de estos cables puede tener un impacto significativo en la precisión.

Los cables permiten el flujo de calor dentro o fuera del cuerpo del sensor, requiriendo que el elemento sensor esté en buen contacto térmico con el material medido. Al medir la temperatura de los materiales de aislamiento térmico, ésta puede ser una fuente de error importante.

Hay tres soluciones, todas ellas son buenas para usos estándar:

- El uso de cables tan finos como sea posible es práctico para la conexión del sensor. (Nota: esto contradice el uso correcto para la medida de temperatura alta con termopar donde se aplica la regla inversa, usar el cable más grueso que sea práctico).
- Colocar los cables en o pegados al material a medir, de modo que ayuden realmente a la transferencia de temperatura del material dentro del sensor.
- Procurar reducir al mínimo el gradiénte térmico a lo largo de los cables del sensor colocándolos en ángulo recto al gradiénte. Esto asegura una resistencia térmica más alta debido a una longitud de cable más larga.

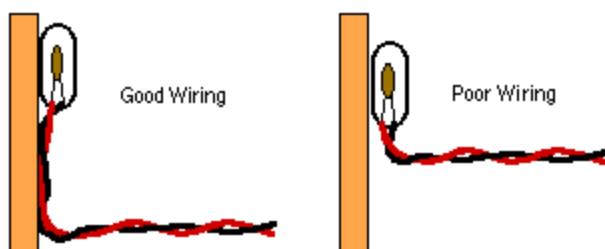


Figura 3. Conducción térmica en los cables

2.5.1.2.4 Radiación

El calor radiante puede ser la mayor fuente de error en la medida de temperatura del aire. Un sensor expuesto a la luz solar es casi seguro que lea una temperatura significativamente más alta que la real. Para evitar este error el sensor debe estar aislado de fuente de energía radiante. El sol es la fuente más obvia, sin embargo apenas sobre cualquier objeto que esté a una temperatura diferente a la del aire es una fuente potencial de energía radiante molesta.

Las mejores soluciones son las siguientes:

- Asegurar que la superficie exterior del sensor sea altamente reflexiva de la radiación infrarroja (por ejemplo que esté pintado de blanco o que tenga la punta de metal brillante).
- Asegurar que el sensor está térmicamente “bien conectado” al aire teniendo una buena relación superficial área-volumen. Los sensores pequeños son generalmente mejores.
- Colocar el sensor en una funda que ventile la radiación que además tenga una superficie altamente reflexiva en el exterior e interior.
- Asegurar que el sensor tenga un alto coeficiente superficial área-volumen para asegurar el “buen contacto” con el aire.

La pérdida de calor radiante puede ser una fuente de error del sensor cuando medimos temperaturas elevadas. Además, se aplican las mismas reglas. Utilizar superficie reflexiva en la punta del sensor, enfundar el sensor si es posible y asegurar el buen contacto térmico con el medio que es medido.

2.5.1.2.5 Auto-Calentamiento del Sensor

Los termistores, RTD y sensores semiconductores requieren el uso de una fuente de excitación para poder tomar una lectura. El efecto depende del tamaño del elemento sensor y del nivel de energía. Típicamente, la magnitud del efecto de auto-calentamiento está entre 0.1 °C y 1.5 °C.

Las mejores soluciones son las siguientes:

- Calibrar fuera del efecto de auto-calentamiento. Ésta es quizás la solución más fácil. Sin embargo, el equipo debe dejar “calentar” al mismo tiempo y se requieren diferentes calibraciones para los medios con diferentes características térmicas por ejemplo el aire y el agua.
- Utilizar la fuente de excitación más baja. Sin embargo, debe haber un compromiso entre el auto-calentamiento y la sensibilidad (y el coeficiente de la señal de ruido).
- Evitar innecesariamente elementos sensores pequeños, estos tendrán más auto-calentamiento que los elementos sensores grandes.
- Apagar la fuente de excitación entre las lecturas. Ésta es la mejor solución si las lecturas se pueden hacer rápidamente antes de que el sensor tenga tiempo para calentarse y si hay tiempo adecuado entre las lecturas para enfriarse.

- Evitar los tipos de auto-calentamiento del sensor, utilizar los termopares. No obstante esto necesariamente no es tan simple como eso, pues el dispositivo de medida utilizado probablemente sea un sensor de temperatura de unión de referencia que sea por sí mismo propenso al auto-calentamiento.

2.5.1.2.6 *Contacto Térmico*

Obviamente, el contacto térmico con el material medido es importante, pero el grado de contacto requerido es dependiente en otras conexiones térmicas parásitas a los alrededores las cuales son probablemente el tener un impacto significativo en el flujo de calor. Estos parásitos incluyen: el cable conductor, el contacto directo con el otro material (por ejemplo el aire) y las transferencias de energía radiantes.

Si no hay gradiente de temperatura en los alrededores del sensor, el contacto térmico puede ser pobre y aún proporcionará lecturas precisas.

2.5.1.2.7 *Constante Térmica de Tiempo*

Cuando los cambios de temperatura ocurren, estos hacen que un sensor necesite tiempo para responder. Algunos sensores responden rápidamente, otros en menos que un segundo mientras que otros tardan minutos u horas.

El tiempo empleado para alcanzar el 63 % del camino hacia la nueva temperatura se refiere como la “constante térmica de tiempo”. La mayoría de los sensores tienen una constante dominante de tiempo. Sin embargo, algunas veces hay de menor importancia, pero las constantes de tiempo presentes más largas pueden confundir el proceso de medida.

Obviamente si la temperatura está cambiando más rápidamente que un sensor es capaz de seguir, la medida será errónea.

Las mejores soluciones incluyen lo siguiente:

- Utilizar un sensor que responda más rápidamente.
- Mejorar el contacto térmico.
- Reducir la masa térmica de los sensores, reduciendo al mínimo el material de contacto con el elemento sensor que no se asocia a mejorar el contacto térmico.
- Compensar las lecturas usando un filtro que compara con la señal inversa. Si las características térmicas del sistema son constantes y conocidas, es posible predecir la temperatura dinámicamente.

Algunas veces las constantes de tiempo largas son útiles para proporcionar un efecto de promedio en una temperatura que fluctúa rápidamente. Si este efecto está siendo aprovechado, un cuidado especial se necesita para compensar el retardo de fase (tiempo) en la respuesta.

2.5.1.2.8 *Errores Externos a la Lectura*

El dispositivo de medida conectado al sensor nunca es perfecto. El aparato de medida sea: el contador, registrador de gráficas, tablea de adquisición de datos o registrador de datos puede tener errores dependientes de la calibración, de las linealidades y de la temperatura.

Estos errores se pueden reducir mediante:

- Calibración del dispositivo externo a la lectura frente a las referencias conocidas.
- Calibración del conjunto sensor, el sistema externo de lectura usando una temperatura de referencia o frente a un termómetro de precisión (de vidrio o un RTD + lectura externa).

Los efectos de temperatura sobre el dispositivo de lectura externo pueden ser una fuente de error sutil. Es recomendable que se lleve a cabo una prueba donde la temperatura del sensor esté bloqueada de forma constante, pero el dispositivo de lectura externo se coloque en un horno o un congelador. Esto es particularmente importante para los dispositivos de lectura externos del termopar, pues su funcionamiento se puede ver afectado considerablemente por los gradientes de temperatura y la calidad de la detección interna de la unión de referencia.

2.5.1.2.9 Ruido Eléctrico o Interferencia

El ruido eléctrico puede inducir errores en sistemas con rechazo pobre de ruido. Utilizar los procedimientos estándares para reducir al mínimo el impacto.

Éstos incluyen lo siguiente:

- Utilizar el cable blindado de par trenzado.
- Mantener el cableado del sensor lejos de los cables de potencia, transformadores y maquinaria eléctrica.
- Instalar filtros paso bajo en el dispositivo de medida.
- Evitar los bucles de tierra.

En algunos procesos industriales, el ruido eléctrico puede ser tan intenso que los sensores de no-contacto o de fibra óptica son la única opción.

2.5.1.2.10 Condensación

A veces en las situaciones donde las temperaturas son frecuentemente ciclos a través del punto de condensación, la condensación en el sensor y el cableado pueden recoger y convertirse en un camino de fuga eléctrica, causando errores.

Las medidas preventivas incluyen lo siguiente:

- Asegurar que el sensor y su cableado esté sellado. Cuando se sella un volumen de aire asegurarse de que el aire sea seco.
- La humedad puede filtrar a lo largo de los cables por la acción capilar. Esto puede ser evitado sellando los cables en el extremo del sensor con un pegamento de viscosidad media o usar un aceite penetrante en ambos extremos.

La condensación puede ser una fuente de errores intermitente y puede ser desconocida durante mucho tiempo. También puede conducir a la corrosión, acelerada por la fuente de excitación del sensor, conduciendo finalmente a un fallo completo. Los sensores semiconductores pueden ser particularmente propensos a la humedad que penetra la lámina de metal-plástico de paquetes plásticos.

La condensación que se evapora puede también conducir a errores de medida debido a los efectos de la refrigeración por evaporación, una fuente sutil pero verdadera de error.

2.5.1.2.11 Tensión Mecánica del Sensor

Muchos elementos del sensor de temperatura pueden responder a la tensión mecánica. Por ejemplo, el RTD de tipo lámina tiene el aspecto de una galga de tensión y se comportará como tal.

Las medidas preventivas incluyen:

- Asegurar que los elementos sensores no están sujetos a la deformación de la manera que han sido montados.
- Evitar usar pegamentos en la sujeción de los sensores a las superficies que se medirán. Las diferencias en los coeficientes térmicos de crecimiento lineal inducirán la tensión mecánica.
- Utilizar el sensor que sea menos sensible a la tensión, por ejemplo, el termopar.
- El hilo bobinado (a diferencia de la lámina fina) RTD puede ser propensa a daños por vibración. Tomar el gran cuidado en la selección y el montaje de sensores en un ambiente de alta vibración.
- Utilizar la grasa preferentemente al pegamento para asegurar la conexión térmica. Evitar el encapsular los elementos del sensor en resina epóxica.

2.5.1.3 Elegir un Sensor de Temperatura

Hay muchos sensores que pueden medir temperatura. La elección depende de un número de factores incluyendo: la precisión, el rango de temperaturas, el acceso al punto del interés, la velocidad de respuesta, el entorno (producto químico, físico, eléctrico) y la rentabilidad. Seleccionar el sensor apropiado no es siempre fácil. Un método es seguir el ejemplo de otros en el campo. Los tipos de sensores particulares casi se convierten en tradiciones en un campo (aunque no siempre es el más apropiado).

La tabla siguiente puede proporcionar una guía:

Campo	Sensores Tradicionales
Investigación Agrícola	Termistor, Termopar Tipo T, Semiconductor
Automóvil	Termistor, Pt100, Bimetálico
Procesos Químicos y de los Materiales	Pt100, Termopar
Criogénicos	Resistencia de Óxido de Metal
Investigación Ambiental	Termistor, Termopar Tipo T, Pt100, Semiconductor
Industria General	Pt100
Educación, Pasatiempos	Semiconductor, Termistor, Termopar Tipo T, Pintura
Calefacción, Ventilación y Aire Acondicionado	Ni1000, Termistor, Pt100, Pintura
En Productos Manufacturados	Semiconductor, Termistor, Pt100
Metalúrgica	Termopar Tipo K o N

Tabla 1. Relación de Sensores Tradicionales según Campo

Un buen punto de partida es definir los requisitos siguientes:

- La precisión y la resolución requerida.
- La necesidad de sustituir y/o reemplazar el sensor.
- El rango de temperaturas.
- La capacidad de medida del equipo.
- El coste.
- Si la calibración individual es práctica.
- Compatibilidad media y otras cuestiones ambientales que pudieran afectar a la fiabilidad y la conservación de los sensores.

La tabla siguiente proporciona una comparación aproximada entre los tipos de sensores de temperatura:

Tipo Sensor	Salida	Rango °C	Precisión ± °C	Robustez	Coste
Termopar	40 µV/°C	-270 a 2300	1.5	Alta	Bajo
RTD platino	0.4 %/°C	-200 a 600	0.2	Media	Medio
RTD níquel	0.4 %/°C	-200 a 600	0.3	Media	Bajo
Termistor	5 %/°C	-50 a 200	0.2	Alta	Medio
Semiconductor	10 mV/°C o 1 µA/°C	-40 a 125	1.5	Media	Bajo
No-Contacto	milivoltios	0 a 6000+	2	Baja	Alto
Fibra óptica	varios	-100 a 200	1	Media	Muy alto
Criogénico	varios	-273.15 a -200	arios, o ± 0.001	Varias	Varios
Bimetálico	desplazamiento	-100 a 300	2	Alta	Bajo
Pintura	Cambio de color	-30 a 1200	1 a 20	Media	Bajo

Tabla 2. Comparación entre tipos de sensores de temperatura

La tabla anterior está generalizada y no se debe tomar como la declaración definitiva sobre los sensores de temperatura. Esto se aplica particularmente a la columna de la precisión, que muestra la precisión disponible o la capacidad de intercambio de precisión. La precisión de todos los tipos de sensor se puede mejorar generalmente mucho mediante la calibración individual.

2.5.1.4 Fabricantes de Sensores de Temperatura

Hay muchos fabricantes de sensores de temperatura. Hay de tres a cinco pasos para producir un sensor de temperatura útil:

- 1 A partir de las materias primas y producir el material sensor tal como metales o semiconductores de elevada pureza.
- 2 Constituir el material sensor dentro de una forma útil tal como un cable, lámina o en polvo.
- 3 Producir el elemento sensor.
- 4 Montar el elemento sensor en una cápsula protectora y cablear.
- 5 Provisión del condicionamiento, almacenamiento o la traducción de la señal, dependiendo del tipo de sensor.

Pocos fabricantes están implicados en todos los pasos, el compromiso de la mayoría es solamente con los dos últimos pasos. La calidad y las prestaciones de un sensor son dependientes de todos los pasos de proceso.

2.5.1.5 Termopares

El termopar es uno de los sensores más simples de todos. Consiste en dos cables metálicos diferentes unidos cerca del punto a medir. La salida es un voltaje pequeño medido entre los dos cables.



Figura 4. Termopar

Mientras el concepto es simple aparentemente, la teoría que hay detrás del termopar es delicada, los fundamentos de la cual necesitan ser entendidos para el uso más efectivo del sensor.

2.5.1.5.1 Teoría del Termopar

Un circuito termopar tiene por lo menos dos uniones: la unión de medida y la unión de referencia. Típicamente, se crea la unión de referencia donde los dos cables se conectan al aparato de medición. Esta segunda unión es realmente dos uniones: una para cada uno de los dos cables, pero se consideran que están a la misma temperatura (isotérmicas) se consideran como una unión (la térmica). Es el punto donde los metales cambian (de los metales del termopar a los que se utilizan siempre en el dispositivo de medición) típicamente el cobre.

El voltaje de salida se relaciona con la diferencia de temperatura entre la medida y las uniones de referencia. Estos fenómenos se conocen como el efecto de Seebeck. El efecto de Seebeck genera un voltaje pequeño a lo largo de la longitud de un cable y es el más elevado donde está el gradiente de temperatura más elevado. Si el cable del circuito es del mismo material entonces se generará el mismo voltaje Seebeck pero de diferente signo que se cancelarán. Sin embargo, si los metales del cable son diferentes los voltajes de Seebeck serán diferentes y no se cancelarán.

En la práctica el voltaje de Seebeck se compone de dos componentes: el voltaje de Peltier generado en las uniones más el voltaje de Thomson generado en los cables por el gradiente de temperatura.

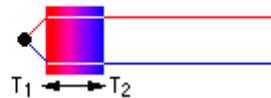


Figura 5. Señal generada por el gradiente de temperatura

El voltaje de Peltier es proporcional a la temperatura de cada unión mientras que el voltaje de Thomson es proporcional al cuadrado de la diferencia de la temperatura entre las dos uniones. Es el voltaje de Thomson el que cuenta con la mayor parte del voltaje y no-lineal observados en respuesta del termopar.

Cada tipo del termopar tiene su curva característica de voltaje de Seebeck. La curva depende de los metales, su pureza, su homogeneidad y su estructura cristalina. En el caso de las aleaciones el cociente de componentes y su distribución en el cable son también importantes. Estas características potenciales no homogéneas del metal son porqué los termopares de cable grueso pueden ser más exactos en aplicaciones de alta temperatura, cuando los metales del termopar y sus impurezas llegan a ser más móviles por la difusión.

2.5.1.5.2 Las Consideraciones Prácticas de los Termopares

La teoría explicada anteriormente del funcionamiento del termopar tiene implicaciones prácticas importantes que son bien dignas de entender:

- ◆ Un tercer metal puede ser introducido en un circuito termopar y no tiene ningún impacto, con la condición de que ambos extremos están a la misma temperatura. Esto significa que la unión de medida del termopar puede ser soldada a menos de 400 °C, a más de 400 °C o soldada autógena sin afectar la calibración del termopar, mientras no haya gradiente neto de temperatura a lo largo del tercer metal.

Además, si el metal del circuito que mide (generalmente cobre) es diferente al del termopar, entonces proporcionada la temperatura de los dos terminales que conectaban son iguales y conocidas, la lectura no será afectada por la presencia del cobre.

- ◆ La salida del termopar es generada por el gradiente de temperatura a lo largo de los cables y no en las uniones como se cree comúnmente. Por lo tanto es importante que la calidad del cable se mantenga donde existen los gradientes de temperatura. La calidad del cable puede verse comprometida por la contaminación de su ambiente de funcionamiento y del material aislador. Para las temperaturas por debajo de 400 °C, la contaminación de cables aislados no es generalmente un problema. En las temperaturas por encima de 1000 °C, la opción de los materiales del aislamiento y de la funda, así como el grueso del cable, llega a ser crítica para la estabilidad de la calibración del termopar.

El hecho de que la salida de un termopar no esté generada en la unión debe volver a dirigir la atención a otras áreas problemáticas potenciales.

- ◆ El voltaje generado por un termopar es una función de la diferencia de temperatura entre la medida y las uniones de referencia. La unión de referencia fue llevada a cabo tradicionalmente en 0 °C por un baño de hielo:

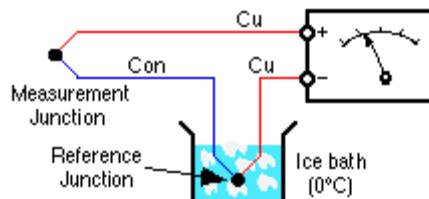


Figura 6. Medida tradicional del termopar

El baño de hielo ahora no se considera práctico y está reemplazado por un convenio de compensación de la unión de referencia. Esto puede ser logrado midiendo la temperatura de unión de referencia con un sensor de temperatura alternativo (típicamente un RTD o un termistor) y aplicando un voltaje que corrige al voltaje medido por el termopar antes de escalarlo a la temperatura.

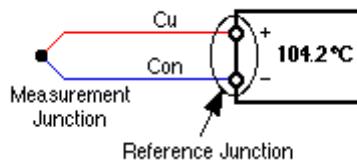


Figura 7. Medida moderna del termopar

La corrección se puede hacer eléctricamente en hardware o matemáticamente en software. Se prefiere el método del software como que es el universal a todos los tipos de termopares (proporcionadas las características conocidas) y permite la corrección de la pequeña no-linealidad sobre el rango de temperaturas de referencia.

- ◆ La salida a nivel bajo de los termopares (típicamente 50 mV en fondo de escala) requiere especial cuidado que se tome para evitar interferencia eléctrica de los motores, del cable de alimentación, de los transformadores y de la acumulación de señal de radio. Torcer el par de cables del termopar (1 giro por cada 10 centímetros) puede reducir mucho la acumulación del campo magnético. Usar el cable blindado o los cables de corriente en el conducto del metal puede reducir la acumulación del campo eléctrico. El dispositivo de medida debe proporcionar la señal que se filtra, en hardware o por el software, el gran rechazo de la línea de frecuencia (50/60 Hz) y sus armónicos.
- ◆ El ambiente de funcionamiento del termopar necesita ser considerado. La exposición a oxidación o a reducir la atmósfera a temperaturas elevadas puede degradar perceptiblemente algunos termopares. Los termopares que contienen rodio (los tipos B, R y S) no son adecuados bajo radiación de neutrones.

2.5.1.5.3 Ventajas y Desventajas de los Termopares

Debido a sus características físicas, los termopares son el método preferido de medida de temperatura en muchas aplicaciones. Pueden ser muy duros, son inmunes a una descarga eléctrica y a la vibración, son útiles para un rango ancho de temperaturas, son simples de fabricar, no requieren ninguna corriente de excitación, no tienen auto calentamiento y pueden fabricarse muy pequeños. Ningún otro sensor de temperatura proporciona este grado de flexibilidad.

Los termopares son sensores asombrosos para experimentar debido a su robustez, ancho rango de temperaturas y características únicas.

Como parte negativa, el termopar produce a la salida una señal baja relativa que es no-lineal. Estas características requieren una medida sensible y estable que puede proporcionar la compensación y lineal de la unión de referencia. También el nivel bajo de señal exige un alto nivel de precaución tomada al instalarlo para minimizar las fuentes potenciales de ruido.

El hardware que mide requiere buena capacidad de rechazo del ruido. Los bucles de tierra pueden ser un problema para los sistemas sin aislar, a menos que el rango en modo común y el rechazo sean adecuados.

2.5.1.5.4 Tipos de Termopares

Cerca de 13 tipos estándar de termopares son usados comúnmente. A ocho se les ha dado una designación del tipo de letra reconocido internacionalmente. La designación del tipo de letra se refiere a la tabla de *emf* no a la composición de los metales por lo tanto cualquier termopar que se añada en la tabla de *emf* dentro de las tolerancias definidas puede recibir la designación de la letra de esa tabla.

Algunos de los termopares no reconocidos pueden ser ventajosos en aplicaciones particulares y haber ganado un grado de aceptación por esta razón, debido a la comercialización eficaz por el fabricante de la aleación. Algunos de éstos han hecho que hayan sido dadas las designaciones del tipo de letra por sus fabricantes que han sido aceptados parcialmente por la industria.

Cada tipo del termopar tiene características que pueden encajar en las aplicaciones. La industria prefiere generalmente los tipos K y N debido a sus ventajas a las temperaturas altas, mientras que otras prefieren a menudo el tipo T debido a su sensibilidad, bajo costo y facilidad de uso.

La tabla de tipos estándar de termopares se presenta abajo. La tabla también muestra el rango de temperaturas que soporta el cable.

Tipo	Material Positivo	Material Negativo	Precisión Clase 2	Rango °C (extensión)	Comentarios
B	Pt, 30 %Rh	Pt, 6 %Rh	0.5 % >800 °C	50 a 1820 (1 a 100)	Bueno para altas temperaturas, no requiere compensación de unión de referencia.
C**	W, 5 %Re	W, 26 %Re	1 % >425 °C	0 a 2315 (0 a 870)	Para temperaturas muy elevadas, frágil.
D**	W, 3 %Re	W, 25 %Re	1 % >425 °C	0 a 2315 (0 a 260)	Para temperaturas muy elevadas, frágil.
E	Ni, 10 %Cr	Cu, 45 %Ni	0.5 % o 1.7 °C	-270 a 1000 (0 a 200)	Propósito general, temperaturas medias y bajas.
G**	W	W, 26 %Re	1 % >425 °C	0 a 2315 (0 a 260)	Para temperaturas muy elevadas, frágil.
J	Fe	Cu, 45 %Ni	0.75 % o 2.2 °C	-210 a 1200 (0 a 200)	Temperaturas elevadas, ambiente reducido.
K*	Ni, 10 %Cr	Ni, 2 %Al 2 %Mn 1 %Si	0.75 % o 2.2 °C	-270 a 1372 (0 a 80)	Propósito general, temperaturas elevadas, ambiente de oxidación.
L**	Fe	Cu, 45 %Ni	0.4 % o 1.5 °C	0 a 900	Similar al tipo J. Obsoleto – no usado para nuevos diseños.
M**	Ni	Ni, 18 %Mo	0.75 % o 2.2 °C	-50 a 1410	-
N*	Ni, 14 %Cr 1.5 %Si	Ni, 4.5 %Si 0.1 %Mg	0.75 % o 2.2 °C	-270 a 1300 (0 a 200)	Tipo relativamente nuevo como sustituto superior para el tipo K.
P**	Platinel II	Platinel II	1.0 %	0 a 1395	Muy estable pero caro sustituto de los tipos K y N.
R	Pt, 13 %Rh	Pt	0.25 % o 1.5 °C	-50 a 1768 (0 a 50)	Precisión, elevada temperatura.
S	Pt, 10 %Rh	Pt	0.25 % o 1.5 °C	-50 a 1768 (0 a 50)	Precisión, elevada temperatura.
T*	Cu	Cu, 45 %Ni	0.75 % o 1.0 °C	-270 a 400 (-60 a 100)	Bueno para propósito general, baja temperatura, tolera la humedad.
U**	Cu	Cu, 45 %Ni	0.4 % o 1.5 °C	0 a 600	Similar al tipo T. Obsoleto – no usado para nuevos diseños.

* Los tipos de termopares más usados comúnmente, ** Tipos no reconocidos por ANSI.

Código materiales: Al = Aluminio, Cr = Cromo, Cu = Cobre, Mg = Magnesio, Mo = Molibdeno, Ni = Níquel,

Pt = Platino, Re = Renio, Rh = Rodio, Si = Silicio, W = Tungsteno

Tabla 3. Tabla de tipos estándar de termopares

2.5.1.5.5 Precisión de los Termopares

Los termopares funcionarán sobre un rango ancho de temperaturas – desde un cercano cero absoluto a su punto de fusión, no obstante normalmente se caracterizan solamente sobre su rango estable. La precisión del termopar es un tema difícil debido a un conjunto de factores. En principio un termopar puede alcanzar en la práctica resultados excelentes (es decir, perceptiblemente mejor que la tabla nº 3) si está calibrado, utilizado correctamente por debajo de su límite superior nominal de temperatura y si está protegido de atmósferas adversas. A temperaturas más altas es a menudo mejor utilizar un calibre más pesado de cable para mantener la estabilidad (calibre del cable abajo, en la tabla nº 4).

Según lo mencionado previamente, la temperatura y las escalas de voltaje fueron redefinidas en 1990. Los ocho tipos principales de termopares: B, E, J, K, N, R, S y T, fueron recaracterizados en 1993 para reflejar los cambios de la escala. Los tipos restantes: C, D, G, L, M, P y U aparecen para ser recaracterizados informalmente.

2.5.1.5.6 Calidades del Cable del Termopar

Hay diversas calidades del cable del termopar. Las divisiones principales están entre calidades de medida y calidades de extensión. La calidad de medida tiene una pureza más elevada y debe ser utilizado donde existe un significativo gradiente de temperatura. La calidad estándar de medida (clase 2) es el más usado. Las calidades especiales de medida (clase 1) disponen de una precisión alrededor del doble de las calidades estándar de medida.

Las calidades de extensión del cable del termopar se diseñan para conectar el termopar con el dispositivo de medida. El cable de extensión puede ser de varias calidades de metales de medida, pero se elige tener un rango de temperatura muy reducido que encaje con la respuesta de arriba – típicamente de -40 °C a 120 °C. La razón por la cual se usa el cable de extensión es el coste reducido – puede ser del 20 % al 30 % del coste de las calidades equivalentes de medida. Un mayor ahorro del coste es posible usando un cable de calidad de extensión más fino y un aislamiento indicado para una temperatura más baja.

Nota: Cuando las temperaturas dentro del índice del cable de extensión se están midiendo, es aceptable utilizar el cable de extensión para el circuito entero. Esto se hace con frecuencia con el cable de extensión de tipo T, que es preciso alrededor del rango de -60 a 100 °C.

2.5.1.5.7 Calibre del Cable del Termopar

A temperaturas altas, el cable del termopar puede sufrir cambios irreversibles en la forma de la estructura cristalina, movimientos selectivos de los componentes de la aleación y cambios químicos que originan reacciones del metal de la superficie que lo envuelve. Con algunos tipos, la tensión mecánica y cíclica puede también inducir cambios.

El aumento del diámetro del cable donde se expone a las temperaturas altas puede reducir el impacto de estos efectos.

La tabla siguiente se puede utilizar como guía muy aproximada del calibre del cable:

Tipo	Calibre 8 4.06 mm	Calibre 16 1.63 mm	Calibre 20 0.91 mm	Calibre 24 0.56 mm	Calibre 28 0.38 mm	Calibre 30 0.32 mm
B	1820	-	-	1700	1700	-
C	2315	2315	2315	2315	2315	-
D	2315	2315	2315	2315	2000	-
E	870	620	540	430	400	370
G	2315	2315	2315	2315	2315	-
J	760	560	480	370	370	320
K	1260*	1000*	980	870	820	760
M	1260*	1200*	-	-	-	-
N	1260*	1000*	980	870	820	760
P	1395	-	1250	1250	1250	-
R	1760	-	-	1480	1480	-
S	1760	-	-	1480	1480	-
T	400	370	260	200	200	150
<i>* Límites superiores de temperatura aplicados solamente en una funda protectora.</i>						

Tabla 4. Calibres del cable según tipos de termopares

En estas temperaturas más altas, el cable del termopar se debe proteger tanto como sea posible contra los gases hostiles. Los gases reductores u oxidantes pueden corroer el cable del termopar muy rápidamente. Recordar, la pureza del cable del termopar es más importante donde están la mayor parte de los gradientes de temperatura. Es en esta parte del cableado del termopar donde tenemos que tener la mayoría del cuidado.

Otras fuentes de contaminación del cable incluyen el material de embalaje mineral y la envoltura protectora del metal. La difusión de vapor metálico puede ser un problema significativo a temperaturas altas. Los cables de platino se deben utilizar solamente dentro de una funda no-metálica.

La radiación de neutrónica (como en un reactor nuclear) puede tener un impacto permanente significativo en la calibración del termopar. Esto es debido a la transformación de metales a diversos elementos.

La medida de alta temperatura es muy difícil en algunas situaciones. Es preferible, utilizar los métodos de no-contacto. No obstante esto no siempre es posible, debido a que el lugar de medida de temperatura no es siempre visible a estos tipos de sensores.

2.5.1.5.8 Codificación del Color del Cable del Termopar

Hay por lo menos siete estándares diferentes. Hay algunas contradicciones entre los estándares, que parecen haber sido diseñados para confundir. Por ejemplo el rojo del color en el estándar de los EE.UU. se utiliza siempre para el plomo negativo, mientras que en estándares alemanes y japoneses es siempre el plomo positivo. Los estándares británicos, franceses e internacionales evitan por completo el uso del rojo.

2.5.1.5.9 Montaje del termopar

Hay cuatro formas comunes en las cuales los termopares se montan dentro de un acero inoxidable o una funda Inconel y se aislan eléctricamente de los óxidos minerales. Cada uno de los métodos tiene sus ventajas e inconvenientes.

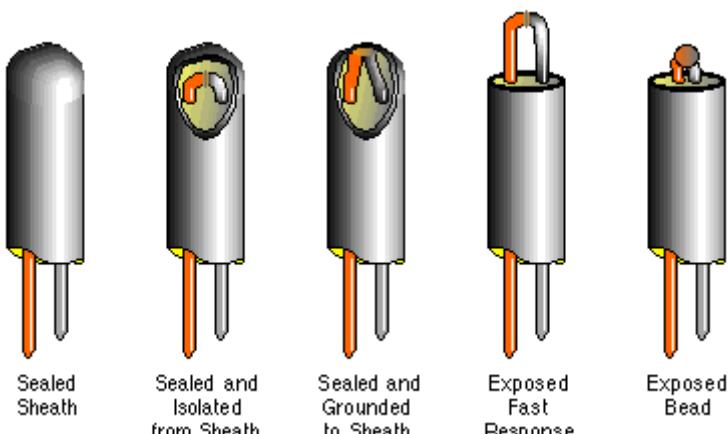


Figura 8. Tipos de montaje de los termopares

Sellado y aislado de funda: Buen montaje relativamente sin problemas. La razón principal de no usar este montaje para todos los usos es su tiempo de reacción inactivo – la constante típica de tiempo es de 75 segundos.

Sellado y puesta a tierra la funda: Puede ocasionar lazos de tierra y otra inyección de ruido, pero proporciona una razonable constante de tiempo (40 segundos) y un recinto sellado.

Expuesto al agua: Una constante más rápida de tiempo de reacción (típicamente 15 segundos), pero carece la protección mecánica y química, y el aislamiento eléctrico del material a medir. Los óxidos minerales aisladores porosos deben ser sellados.

Expuesto a respuesta rápida: La constante más rápida de tiempo de reacción, típicamente 2 segundos pero con calibre fino de cable de unión, la constante del tiempo puede ser de 10-100 ms. Además de problemas de tipo expuesto al agua, la ligera y saliente construcción hace más propenso el daño físico del termopar.

2.5.1.5.10 Compensación y Linealidad del Termopar

Según lo mencionado anteriormente, es posible proporcionar la compensación de la unión de referencia mediante hardware o software. El principio de compensación es igual en ambos casos: aplicar un voltaje de corrección al voltaje de salida del termopar, proporcional a la temperatura de la unión de referencia. Con este fin, el punto de conexión de los cables del termopar al dispositivo de medida (es decir donde los materiales del termopar cambian al cobre del circuito electrónico) se debe controlar por un sensor. Esta área debe ser diseñada para ser isotérmica, de modo que el sensor siga exactamente ambas temperaturas de la unión de referencia.

La solución hardware es simple pero no siempre es tan fácil implementarla como uno puede esperar.

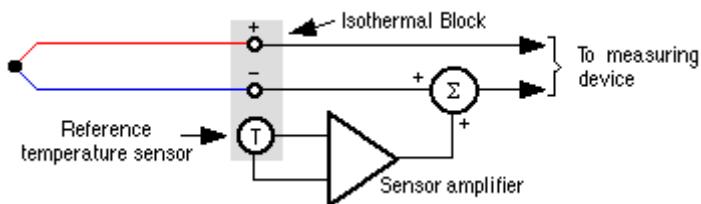


Figura 9. Compensación hardware de la unión de referencia

El circuito necesita ser diseñado para un tipo específico de termopar y por lo tanto no tiene la flexibilidad de la propuesta de tipo software.

La técnica de la compensación software simplifica el requisito hardware, eliminando el amplificador del sensor de referencia y sumando el circuito (aunque se pueda necesitar un multiplexor).

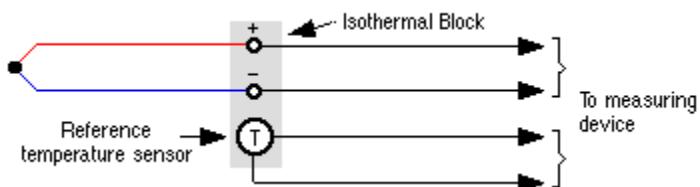


Figura 10. Compensación software de la unión de referencia

2.5.1.5.11 El Termopar como Bomba de Calor

El termopar puede funcionar en inverso. Si una corriente pasa a través del circuito del termopar, una unión se enfriará y la otra se calentará. Esto se conoce como el efecto de *Peltier* y se utiliza en sistemas de enfriamiento pequeños. El efecto puede ser demostrado alternativamente pasando una corriente a través de un circuito del termopar y después rápidamente midiendo el voltaje de *Seebeck* del circuito. Este proceso ha sido utilizado, con el cable muy fino del termopar (0.025 milímetros y una corriente alrededor de 10 mA), para medir humedad asegurando las gotas enfriadas de la unión debajo del punto de condensación del aire. Estas causas de condensación se forman en la unión enfriada. La unión se permite volver a la temperatura ambiente, con la curva de temperatura mostrando una inflexión en el punto de condensación causado por el calor latente de la vaporización.

2.5.1.5.12 Diferencias de Medida de Temperatura

Los termopares son excelentes para las diferencias de temperaturas medidas, tales como la depresión de bulbo húmedo en la medición de humedad. La sensibilidad puede ser realizada construyendo una termopila – un número de circuitos termopares en serie.

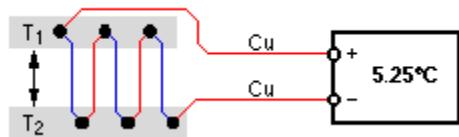


Figura 11. La termopila para la diferencia de medida de temperatura

En el ejemplo anterior, la salida de la termopila es proporcional a la diferencia de $T_1 - T_2$, con una sensibilidad tres veces mayor a la de un solo par de unión. En la práctica, las termopilas de dos uniones a los centenares de uniones se utilizan en radiómetros, sensores del flujo de calor, sensores de flujo y sensores de humedad. Los materiales del termopar pueden ser en forma de cable, pero también impresos o grabados como hojas e incluso electro-chapados.

El termopar es único en su capacidad de medir directamente una diferencia de temperatura. Otros tipos del sensor requieren un par de sensores encarados muy de cerca para asegurar un correcto seguimiento del rango de temperaturas operacional.

2.5.1.5.13 El Generador Termoeléctrico

Mientras que el voltaje de *Seebeck* es muy pequeño (del orden de 10-70 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$), si la resistencia eléctrica del circuito es baja (cables cortos), entonces serán posibles las corrientes grandes (del orden de amperios). Una compensación de la eficacia de la resistencia eléctrica (tan pequeña como sea posible) y de la resistencia térmica (tan grande como sea posible) entre las uniones es una cuestión importante. Generalmente, las resistencias eléctricas y térmicas marcan la tendencia junto con varios materiales. El voltaje de salida puede ser incrementado por cable como una termopila.

El generador termoeléctrico ha encontrado su uso más conocido como la fuente de energía en algunas naves espaciales. Un material radiactivo, tal como el plutonio, genera calor y el enfriamiento es proporcionado por la radiación térmica del espacio. Una fuente de energía atómica puede proporcionar sin ningún problema muchas decenas de vatios de energía por año. El hecho de que los generadores atómicos son altamente radiactivos previene la ampliación de su uso.

2.5.1.6 Detectores de Temperatura Resistivos (RTD)

Los detectores de temperatura resistivos (RTDs) dependen de los fenómenos previsibles y repetibles de la resistencia eléctrica de los metales que cambian con la temperatura.

El coeficiente de temperatura para todos los metales puros son del orden de 0.003 a 0.007 ohmios/ohmio/ $^{\circ}\text{C}$. Los metales más comunes utilizados para la detección de la temperatura son platino, níquel, cobre y molibdeno. Mientras que la resistencia, las características de temperatura de cierto semiconductor y de materiales de cerámica se utilizan para detectar la temperatura, tales sensores no se clasifican generalmente como RTDs.

2.5.1.6.1 ¿Cómo se Construye un RTD?

Los RTDs se fabrican de dos maneras: utilizando el cable o la lámina. El cable RTDs es una bobina estirada de cable fino colocada en un tubo de cerámica que soporta y protege el cable. El cable se puede unir a la cerámica usando un esmalte. Los RTDs de cable son generalmente los más exactos, debido al control más ajustado sobre la pureza del metal y menos errores relacionados con la tensión. Son también más caros.

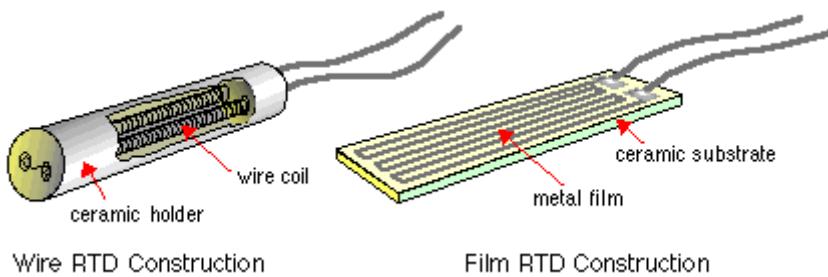


Figura 12. Construcción de los RTDs

La lámina RTD consiste en una fina hoja metálica que es grabada o quemada en vacío sobre un substrato de cerámica o vidrio. Un láser de corte entonces recorta el RTD para obtener el valor correcto de resistencia.

Los sensores de lámina son menos exactos que los de cable, pero son relativamente económicos, están disponibles en tamaños pequeños y son más resistentes. La lámina de los RTDs puede también funcionar como una galga de tensión, así que no se deben forzar. El elemento de alúmina se debe apoyar en grasa o un elastómero ligero, pero nunca se debe ensamblar con cola epoxídica o mecánicamente sujetado entre superficies duras.

Los RTDs no se pueden utilizar generalmente en su forma de detección básica del elemento, pues son demasiado delicadas. Se construyen generalmente en un cierto tipo de ensamblaje, que permitirá soportar las diferentes condiciones ambientales a los cuales serán expuestos cuando se estén utilizando. Es muy común un tubo de acero inoxidable con una grasa conductora del calor (que también humedezca la vibración). Los diámetros estándares del tubo incluyen los de 3, 4.5, 6, 8, 10, 12 y 15 milímetros y las longitudes estándares del tubo incluyen las de 250, 300, 500, 750 y 1000 milímetros.

2.5.1.6.2 Características de los RTDs

El metal RTD tiene una respuesta definida por un polinomio:

$$R(t) = R_0 (1 + a \cdot t + b \cdot t^2 + c \cdot t^3) \quad (1)$$

Donde R_0 es la resistencia a 0 °C, “t” la temperatura en grados centígrados, y “a”, “b” y “c” son constantes dependientes de las características del metal. Esta ecuación es en la práctica estable pero no tiene un ajuste perfecto para la mayoría de los RTDs, así que las modificaciones leves se deben hacer a menudo.

Comúnmente, las características de temperatura de un RTD se especifican como un solo número (la “alfa”), representando el coeficiente medio de temperatura sobre 0 hasta 100 °C de rango de temperatura calculado por:

$$\text{Alfa} = (R_{100} - R_0) / 100 \cdot R_0 \quad \text{en ohmio/ohmio/}^\circ\text{C} \quad (2)$$

Es interesante observar que el coeficiente de temperatura de una aleación es con frecuencia muy diferente al de los metales que la componen. Las trazas pequeñas de impurezas pueden cambiar considerablemente los coeficientes de temperatura. La traza “impurezas” se agrega a veces deliberadamente para contrarrestar los efectos de las impurezas indeseadas que son poco rentables quitar. Otras aleaciones se pueden adaptar para las características particulares de la temperatura. Por ejemplo, una aleación de cobre del 84 %, de manganeso del 12 % y de níquel del 4 % tiene la característica de tener una respuesta casi cero a la temperatura. La aleación se utiliza para la fabricación de resistores de precisión.

2.5.1.6.3 Tipos de RTDs

Mientras que casi cualquier metal se puede utilizar para la fabricación de RTDs, el número utilizado en la práctica es limitado.

Metal		Rango de Temperatura	Alfa	Comentarios
Cobre	Cu	-200 °C a 260 °C	0.00427	Bajo coste
Molibdeno	Mo	-200 °C a 200 °C	0.00300 0.00385	Bajo coste, alternativa al platino para rangos bajos de temperatura
Níquel	Ni	-80 °C a 260 °C	0.00672	Bajo coste, rango limitado de temperatura
Níquel - Hierro	Ni-Fe	-200 °C a 200 °C	0.00518	Bajo coste
Platino	Pt	-240 °C a 660 °C	0.00385 0.00392 0.00377	Buena precisión. Rango amplio de temperatura disponible hasta 1000 °C

Tabla 5. Tipos de RTDs

Otros materiales se utilizan para aplicaciones especiales. Por ejemplo, sensores de temperatura criogénicos (apartado 2.5.1.11).

2.5.1.6.4 RTD de Platino

El platino es en gran medida el material más común de los RTD, sobre todo debido a su estabilidad a largo plazo en el aire. Hay dos tipos estándares de sensor de platino, cada uno con un nivel diferente de cantidad de “impurezas”. En gran parte ha habido una convergencia en estándares de platino RTD, con la mayoría de los cuerpos nacionales de los estándares adoptando el IEC751-1983 internacional, con la enmienda 1 de 1986 y la enmienda 2 de 1995. Los EE.UU. continúan manteniendo su propio estándar.

Todos los estándares de platino utilizan un polinomio modificado conocido como la ecuación de *Callendar - de Van Dusen*:

$$R(t) = R_0 (1 + a \cdot t + b \cdot t^2 + C \cdot (t - 100) \cdot t^3) \quad (3)$$

El RTD de platino está disponible con dos coeficientes o alfas de temperatura, la opción se basa en gran parte en la preferencia nacional de cada país, según lo indicado en la tabla siguiente:

Standard	Alpha ohmios/ohmio/°C	R ₀ ohmios	Coeficientes Polinomios	Países
IEC751 (Pt100)	0.00385055	100	<p>-200 °C < t < 0 °C a = 3.90830x10⁻³ b = -5.77500x10⁻⁷ c = -4.18301x10⁻¹²</p> <p>0 °C < t < 850 °C a y b como arriba, pero c = 0.0</p>	Australia, Austria, Bélgica, Brasil, Bulgaria, Canadá, República Checa, Dinamarca, Egipto, Finlandia, Francia, Alemania, Israel, Italia, Japón, Polonia, Rumania, África del sur, Turquía, Rusia, UK, USA
SAMA RC-4	0.0039200	98.129	<p>a = 3.97869x10⁻³ b = -5.86863x10⁻⁷ c = -4.16696x10⁻¹²</p>	USA

Tabla 6. Estándares de RTDs de platino

El estándar internacional del IEC751 especifica las clases de tolerancia según lo indicado en la tabla siguiente. Mientras que las clases A y B solamente se definen en IEC751, estas han comenzado como práctica común para extenderse a las clases C y D, con una tolerancia de error aproximadamente del doble a la anterior. Las clases de tolerancia se aplican a menudo a otros tipos de RTDs.

Clases de Tolerancia	Ecuación de Tolerancia (°C)
Clase A	± (0.15 + 0.002 · t)
Clase B	± (0.30 + 0.005 · t)
Clase C	± (0.40 + 0.009 · t)
Clase D	± (0.60 + 0.0018 · t)

Tabla 7. Ecuaciones de tolerancia según clases de tolerancia

Donde | t | indica la magnitud de temperatura en grados centígrado (que se muestra abajo). Algunos fabricantes subdividen sus clases de tolerancia de los RTD en Grupos de Tolerancia para una mejor elección de relación precio.

2.5.1.6.4.1 Características del Platino RTD

El IEC751 especifica un número de otras características, resistencia de aislamiento, protección del medio ambiente, efecto termoeléctrico máximo, tolerancia de vibración, marcar del cable y marca del sensor. Algunos de éstas se discuten abajo:

- ◆ **Efecto termoeléctrico:** Un RTD de platino emplea generalmente dos metales, el platino que detecta los cables de plomo del elemento y del cobre, haciéndole un buen candidato para un termopar. Si es un gradiente de temperatura permite convertirse a lo largo del elemento a medir, un voltaje termoeléctrico con una magnitud cerca de $7 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ será generado. Esto probablemente es un problema con medidas de operación de muy alta precisión en las corrientes bajas de excitación.
- ◆ **Configuraciones del cableado y la marcar del cable:** Hay tres configuraciones unidas con cable que se pueden utilizar para medir la resistencia – 2, 3 y 4 conexiones del cable.

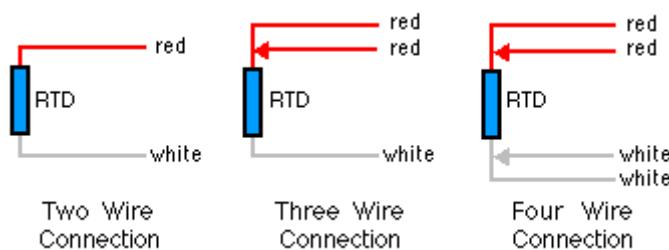


Figura 13. Configuraciones de conexión del cableado

El IEC751 requiere que los cables conectados por el mismo extremo del resistor sean del mismo color, rojo o blanco, y que los cables en cada extremo sean diferentes.

- ◆ **Marca del sensor:** El IEC751 estipula que un sensor se debe marcar con su valor nominal R₀, la clase de tolerancia, la configuración del cableado y el rango de temperaturas permisible. Una marca por ejemplo es:

Pt100 / A / 3 / -100 / +200 (4)

correspondiendo a 100 ohmios de platino, clases A, configuraciones de 3 cables y con un rango de temperaturas de -100 °C a +200 °C.

- ◆ **Corriente de medida:** Las corrientes preferidas de medida se especifican como 1, 2 y 5 mA, aunque 5 mA no se permiten con los sensores de la clase A debido a los errores potenciales de auto-calentamiento.

2.5.1.6.5 RTD de Níquel

Los sensores de níquel son preferibles en aplicaciones delicadas de coste tales como aplicaciones de aire acondicionado y de consumo. Porque el coste es una cuestión, se fabrican generalmente con valores más altos de resistencia que valores de ohmios, de 1 k o 2 k para poder utilizar una conexión de dos hilos simple (mejor que las de 3 o 4 conexiones de cable comunes con los tipos de platino).

No aparece ningún estándar internacional que cubre el RTD de níquel, aunque la mayoría de los fabricantes tienden a seguir el IEC751 (que se ocupa solamente de los dispositivos de platino) cuando sea apropiado. Un problema consecuente es que no aparece ninguna calibración generalmente aceptada para el RTD de níquel.

Un fabricante de RTDs de níquel recomienda el polinomio siguiente:

$$R(t) = R_0 (1 + a \cdot t + b \cdot t^2 + d \cdot t^4 + f \cdot t^6) \quad (5)$$

donde $a = 5.485 \times 10^{-3}$, $b = 6.650 \times 10^{-6}$, $d = 2.805 \times 10^{-11}$ y $f = -2.000 \times 10^{-17}$. La alfa para esta parte es de 0.00672 ohmio/ohmio/°C.

Más común para minimizar a la medida de precisión media la simplificación de la ecuación se utiliza $a = \alpha$:

$$R(t) = R_0 (1 + a \cdot t) \quad (6)$$

la cuál se invierte fácilmente para la temperatura:

$$t = (R_t / R_0 - 1) / a = (R_t / R_0 - 1) / 0.00672 \quad (7)$$

donde “a” se substituye para el valor de la alfa.

El níquel es menos inerte químico que el platino y también menos estable a temperaturas más altas. La pasividad de cristal puede prolongar el rango de temperaturas útil a 200 °C, pero el RTD de níquel se utiliza normalmente para detectar en el rango de temperaturas ambientales y al aire libre.

2.5.1.6.6 RTD de Níquel-Hierro

Menor coste que el RTD de níquel puro, el RTD de Níquel-Hierro halla su aplicación en HVAC (Calentamiento, Ventilación y Aire Acondicionado) y otras aplicaciones de costes perceptibles. La $\alpha = 0.00518$.

2.5.1.6.7 RTD de Cobre

El cobre raramente se utiliza específicamente como elemento detector, pero se emplea a menudo cuando existe una bobina de cobre para otros propósitos. Por ejemplo en un calibre de cable que vibra se requiere una bobina de cable y detecta su frecuencia de vibración. La misma bobina se puede utilizar para detectar la temperatura del sensor de modo que sus lecturas puedan ser compensadas por flujos de temperatura inducidos. Otra aplicación consiste en medir la temperatura de las bobinas del motor eléctrico y del transformador.

En estos tipos de aplicaciones, donde la detección de temperatura es una función secundaria, el cuidado debe ser tomado al enrollar la bobina de modo que la expansión

térmica del sistema no induzca efectos significativos de la galga de tensión en el cable de cobre que puede agregar incertidumbre a la medida.

No aparece ningún estándar internacional para RTDs de cobre, no obstante una alfa=0.00427 ohmio/ohmio/°C es de uso general. Cuando el rango de temperaturas es pequeño (del orden de 0 °C a 180 °C) y las necesidades de exactitud no son grandes, puede ser utilizada una función lineal simple:

$$t = (R_t / R_0 - 1) / 0.00427 \quad (8)$$

2.5.1.6.8 RTD de Molibdeno

El molibdeno tiene un coeficiente de temperatura de expansión con una unión casi igual de perfectamente como la de la alúmina, haciéndose un material ideal para la construcción de sensores de tipo lámina. El rango de temperaturas útiles es típicamente de 200 °C a +200 °C y a la alfa del material = 0.00300 ohmio/ohmio/°C.

Los RTDs de molibdeno también están disponibles con una alfa = 0.00385 ohmio/ohmio/°C (obtenido mediante adherencia de otros metales) que sea compatible con el estándar de los dispositivos Pt100 de rango de temperaturas reducida y un coste reducido.

2.5.1.6.9 Tipos Patentados

Un número de compañías fabrican tipos patentados de sensores RTDs y no publican necesariamente los detalles sobre el material de detección utilizado. Un dispositivo tal es la Serie TD de sensores de temperatura de *Honeywell*. Éstos parecen ser construidos depositando una lámina metálica fina en un substrato de silicio y ajustándolo mediante el láser. Las ventajas son un coste relativamente bajo, una simplicidad y una capacidad de intercambio de ±0.7 °C en 20 °C. La respuesta de las piezas de Honeywell es similar a un RTD de platino:

$$R(t) = R_0 (1 + 3.84 \times 10^{-3} \cdot t + 4.94 \times 10^{-6} \cdot t^2) \quad (9)$$

La tabla siguiente representa algunos de los tipos patentados de sensores RTDs fabricados por una variedad de compañías:

Sensor	Compañía	Output	Tolerancia (rango)	Envase	Comentarios
TD4A TD5A	Honeywell	8 ohmios/°C (1854 ohmios a 0 °C)	±2.5 °C (-40 °C a 150 °C)	TO-92 o tubo roscado	Lámina metálica en sustrato de silicio
KTY81 KTY82 KTY83 KTY84 KTY85	Philips	1k o 2k a 25 °C, +0.8 %/°C Ver abajo	± 6 °C a ± 12 °C (-55 °C a +150 °C alguno hasta 300 °C)	SOD-70, SOT-23 SOD-68 SOD-80	Resistencia de masa de silicio. Mantiene corriente de excitación >0.1 mA y < 1 mA
KYY10 KTY11 KTY13	Siemens	1k o 2k a 25 °C, +0.8 %/°C Ver debajo	± 1 °C y ± 3.5 °C (-50 °C a +150 °C)	TO-92 modificado	Resistencia de masa de silicio.
32208243 32209115	Heraeus	para Pt100 y Pt1000	± 1 °C (-50 °C a 130 °C)	1206 SMD SOT223	RTDs de aumento de superficie.
HA421 HA2421	Heraeus	Pt200 a 25 °C	± 4.5 a ± 15 °C (-70 a 1000 °C)	Cableado	Aplicaciones de automoción

Tabla 8. Tipos de sensores RTDs patentados

Las piezas de Philips y de Siemens se basan en las características de la resistencia de masa del silicio. Esto también permite el uso del equipo estándar de fabricación del semiconductor de silicio. Este diseño puede ser más estable que el otro sensor de semiconductor, debido a la mayor tolerancia al paso de iones. Sin embargo, otras características (ver abajo) requieren el uso de otros sensores.

La resistencia del sensor de temperatura de silicio es dada por la ecuación:

$$R = R_r (1 + a \cdot (T - T_r) + b \cdot (T - T_r)^2 - c \cdot (T - T_i)^d) \quad (10)$$

donde la resistencia a la temperatura es R_r , T_r y a , b , c y d son constantes. El T_i es una temperatura de punto de inflexión tales que $c = 0$ para $T < T_i$.

La resistencia de algunos sensores de masa de resistencia son dependientes en la corriente de excitación (debido a los efectos de la densidad corriente en el semiconductor) y, en un grado inferior, en la polaridad del voltaje aplicado. Como con otros sensores de temperatura no-pasivos, el poder de auto-calentamiento induce a errores.

Estos sensores patentados están bien adaptados a HVAC (Calentamiento, Ventilación y Aire Acondicionado) y al uso general dentro del rango de temperaturas permisible.

2.5.1.7 Termistores

Los termistores se construyen del óxido de metal sinterizado en una matriz de cerámica que cambia su resistencia eléctrica con la temperatura. Son sensibles pero altamente no lineales. Su sensibilidad, fiabilidad, aspereza y facilidad de uso, los ha hecho populares en aplicaciones de investigación, pero se aplican menos comúnmente en aplicaciones industriales, probablemente debido a una carencia en la capacidad de intercambio entre fabricantes.

Los termistores están disponibles a rangos grandes de tamaño y de valores comunes de resistencia (resistencia a 25 °C). La capacidad de intercambio es posible a ± 0.05 °C aunque a ± 1 °C es más común.

2.5.1.7.1 Construcción del Termistor

La forma más común del termistor es un encapsulado en forma de gota con dos cables unidos. El diámetro del encapsulado puede ser de cerca de 0.5 mm (0.02 ") hasta 5 mm (0.2").

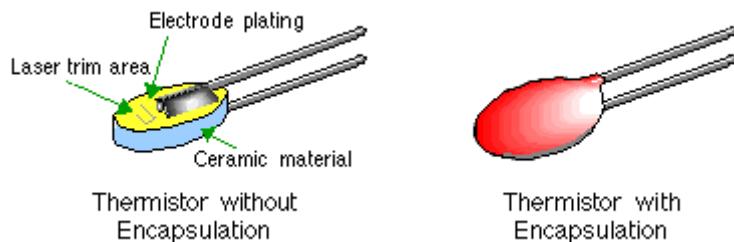


Figura 14. Formas del Termistor

El termistor es mecánicamente simple y fuerte, proporcionando la base para un sensor alto de fiabilidad. El modo de fallo más probable es por la separación el cable del cuerpo del termistor, un caso poco probable si el sensor se monta con seguridad y respetando la posible vibración. El material aglomerado de óxido de metal es propenso a ser dañado por la humedad, por lo tanto se aísla mediante un encapsulado de cristal o de resina epoxica. Si se vulnera el encapsulado y la humedad penetra, la migración plateada bajo el voltaje de corriente continua puede causar eventualmente cortocircuito entre los electrodos.

Como otros sensores de temperatura, los termistores se montan a menudo en tubos de acero inoxidable, para protegerlos contra el ambiente en el cual van a trabajar. La grasa se utiliza típicamente para mejorar el contacto térmico entre el sensor y el tubo.

2.5.1.7.2 Características del Termistor

La tabla siguiente presenta la característica típica para el termistor popular 44004 de YSI:

Parámetro	Especificación
Resistencia a 25 °C	2252 ohmios (100 hasta 1M disponible)
Rango de Medida	-80 hasta +120 °C típico (250 °C máximo)
Capacidad de intercambio (tolerancia)	±0.1 o ±0.2 °C
Estabilidad por encima de 12 meses	< 0.02 °C a 25 °C, < 0.25 °C a 100 °C
Constante de Tiempo	< 1.0 segundos en aceite, < 60 segundos al aire libre
Auto-calentamiento	0.13 °C/mW en aceite, 1.0 °C/mW en aire
Coeficientes (ver apartado de Linealización)	a = 1.4733 x 10 ⁻³ , b = 2.372 x 10 ⁻³ , c = 1.074 x 10 ⁻⁷
Dimensiones	Encapsulado elipsoidal 2.5 mm x 4 mm

Tabla 9. Característica típica para el termistor 44004

Para asegurar la especificación de la capacidad de intercambio, los termistores son ajustados mediante láser en su proceso de fabricación.

2.5.1.7.3 Linealización

La resistencia del termistor en relación a la temperatura se da por la ecuación de Steinhart y Hart:

$$T = 1 / (a + b \cdot \ln(R) + c \cdot \ln(R)^3) \quad (11)$$

donde a, b y c son constantes, el $\ln()$ es el logaritmo natural, R es la resistencia del termistor en ohmios y T es la temperatura absoluta en kelvin. Mientras que la ecuación de Steinhart y Hart se ajusta bastante a los dispositivos prácticos, no proporciona siempre la precisión requerida sobre el rango de temperaturas completo. Esto se puede corregir ajustando la ecuación de Steinhart y Hart sobre una serie de rangos estrecho de temperaturas y después “acoplando” estos ajustes juntos para cubrir el rango requerido.

Los fabricantes proveerán normalmente las constantes como parte de la especificación para cada tipo de parte, o proporcionarán alternativamente la resistencia contra las tablas de temperatura. Para la medida de precisión, las partes estrechas de tolerancia están disponibles, pero a un precio superior.

Es posible determinar las tres constantes calibrando a tres temperaturas diferentes y solucionando tres ecuaciones simultáneas (basadas en la ecuación de Steinhart y Hart).

2.5.1.7.3.1 Linealización Hardware

Un problema del termistor es la resolución medida de temperatura que varía cuando se supera el rango de temperaturas. La resolución es generalmente buena a temperaturas bajas, pero pobre a temperaturas altas. Si el dispositivo de medida tiene una sola escala, esto puede ser una característica molesta. Una forma simple para fijar este problema es conectar una resistencia en paralelo al termistor. El valor de las resistencias debe igualar la resistencia del termistor en la temperatura del alcance medio. El resultado es una reducción significativa de no-linealidad, como ilustra el siguiente diagrama:

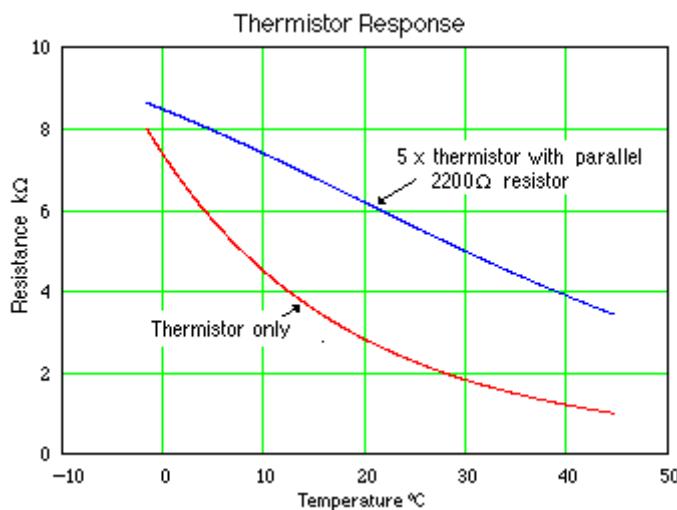


Figura 15. Gráfica comparativa de linealización hardware

El gráfico de la figura anterior muestra el efecto de una resistencia de 2200 ohmios paralela a un termistor de 2252 ohmios (a 25 °C). Observar la diferencia del factor de posicionamiento 5x para la “curva linealizada”. Se recomienda esta técnica siempre que los termistores se utilicen con dispositivos de medición simples que tienen resolución baja de un convertidor analógico-digital ADC (por ejemplo de <12 bit).

2.5.1.7.4 Dispositivos Relacionados

Una forma de termistor NTC se utiliza en los circuitos de energía para la protección de la corriente de pico. A bajas temperaturas presentan alta resistencia, pero como fluye la corriente y se auto-calienta el dispositivo, su resistencia cae para permitir el flujo de corriente de funcionamiento.

Relacionado con el termistor es el “*Posistor*” o termistor de coeficiente positivo de temperatura (PTC). Estos dispositivos se utilizan en la limitación de la corriente a niveles de seguridad. En la operación normal su resistencia es baja, causando impedancia mínima al flujo de corriente. Si la corriente excede de cierto nivel, el efecto de auto-calentamiento comienza a calentar el dispositivo que causa una impedancia más alta y por lo tanto más auto-calentamiento. Esto incorpora una condición de “fuga térmica”, con el dispositivo calentando a tal temperatura que la corriente se limita a un nivel seguro. Cuanto mayor sea la corriente de falla más rápido se desconectará el termistor PTC.

2.5.1.8 Sensores de Temperatura Semiconductores

El sensor de temperatura semiconductor (o IC para circuito integrado) es un dispositivo electrónico fabricado de una manera similar a otros componentes electrónicos modernos semiconductores tales como microprocesadores. Típicamente los centenares o millares de dispositivos se forman en las finas obleas de silicio. Antes de que la oblea se trace y corte en chips individuales, son generalmente ajustados mediante láser.

Los sensores de temperatura semiconductores están disponibles de un número de fabricantes. No hay tipos genéricos como con el termopar y los RTDs, aunque un número de dispositivos se hacen por más de un fabricante. Los AD590 y los LM35 han sido tradicionalmente los dispositivos más populares, pero en estos últimos años ha habido mejores alternativas disponibles.

Estos sensores comparten un número de características, salidas lineares, el rango de temperaturas es relativamente pequeño, límite (de - 40 a +120 °C típico), bajo coste, buena exactitud si está calibrado pero también tiene una capacidad de intercambio pobre. Los sensores de temperatura semiconductores no están a menudo bien diseñados térmicamente, con el chip semiconductor no siempre con buen contacto térmico con una superficie exterior. Algunos dispositivos tienden a oscilar a menos que se tomen precauciones. De tal manera que las limitaciones de los sensores de temperatura semiconductores se entiendan, pueden ser utilizadas con eficacia en muchas utilidades.

Los sensores de temperatura semiconductores más populares se basan en la temperatura fundamental y las características actuales del transistor. Si dos transistores idénticos funcionan a densidades de corriente de colector diferente pero constante, entonces la diferencia en su voltaje de base-emisor es proporcional a la temperatura absoluta de los transistores. Esta diferencia del voltaje se convierte en un solo voltaje terminado o a una corriente. Se puede aplicar una compensación para convertir la señal de temperatura absoluta a grados centígrados o grados Fahrenheit.

El sensor de temperatura semiconductor es generalmente más adecuado para aplicaciones encajadas, que son, aplicaciones dentro del equipo. Esto es porque tienden a ser eléctrica y mecánicamente más delicados que la mayoría de los otros tipos de sensor de temperatura. Sin embargo tienen aplicaciones efectivas en muchas áreas, de ahí su inclusión.

2.5.1.8.1 Tipos de Sensores Semiconductores

Un resumen de los sensores de temperatura semiconductores disponibles se presenta en el apartado siguiente, seguido con más detalle en algunos de los dispositivos más comunes. Los sensores se pueden agrupar en cinco amplias categorías: con voltaje de salida, con corriente de salida, con resistencia de salida, con salida digital y de tipos simples de diodo.

2.5.1.8.1.1 Sensores de Temperatura con Voltaje de Salida

Los sensores siguientes proveen de una señal de salidas de voltaje con impedancia relativamente baja de salida. Todos requieren una fuente de alimentación y son esencialmente lineales.

Sensor	Fabricante	Salida	Tolerancia (rango)	Paquete	Comentarios
AD22100	Analog Devices	22.5 mV/°C a 5 V 250 mV compensado	± 2 °C & ± 4 °C (-50 a +150 °C)	TO-92 SO-8	Salida radio-métrica con fuente de voltaje, bueno para ADCs radio-métricos
AD22103	Analog Devices	28 mV/°C (a 3.3 V), 250 mV compensado	±2.5 °C (0 °C a +100 °C)	TO-92 SO-8	Salida radio-métrica con fuente de voltaje
LM135 LM235 LM335	National Semi, Linear Tech	10 mV/°K o 10 mV/°C	±2.7 °C a ± 9 °C (-55 °C a 150 °C -40 °C a 100 °C)	TO-92 TO-46	Zener como operación con pin ajuste de escala, 400 µA
LM34	National Semi	10 mV/°F	± 3 °F & ± 4 °F (-20 °C a 120 °C)	TO-46 TO-92 SO-8	Necesidad de fuente negativa para temperaturas < -5 °C
LM35	National Semi	10 mV/°C	± 1 °C & ± 1.5 °C (-20 °C a 120 °C)	TO-46 TO-92 SO-8	Necesidad de fuente negativa para temperaturas < 10 °C
LM45	National Semi	10 mV/°C 500 mV compensado	± 1 °C & ± 1.5 °C (-20 °C a 120 °C)	TO-46 TO-9 SO-8	LM35 con 500 mV de salida compensada
LM50	National Semi	10 mV/°C 500 mV compensado	± 3 °C & ± 4 °C (-40 °C a 125 °C)	TO-46 TO-92 SO-8	Parte de bajo coste, 500 mV compensada, fácil de usar
LM60	National Semi	6.24 mV compensado	± 3 °C & ± 4 °C (-40 °C a 125 °C)	SOT-23	Fuente de voltaje menor de 2.7 V
S-8110 S-8120	Seiko Instruments	-8.5 mV/°C (nota neg. TC)	±2.5 °C & ± 5 °C (-40 °C a 100 °C)	SOT-23 SC-82AB	Corriente de operación muy baja 10 µA
TC102 TC103 TC1132 TC1133	Telcom Semi	10 mV/°C	± 8 °C (-20 °C a 125 °C)	SOT-23 TO-92	-
TMP35	Analog Devices	10 mV/°C	± 3 °C ± 4 °C (10 °C a 125 °C)	TO-92 SO-8 SOT-23	Similar al LM35 más apagado para potencia de seguridad (no en el TO-92)
TMP36	Analog Devices	10 mV/°C 500 mV compensado	± 3 °C ± 4 °C (-40 °C a 125 °C)	TO-92 SO-8 SOT-23	Similar al LM50 más apagado (no en el TO-92)
TMP37	Analog Devices	20 mV/°C	± 3 °C ± 4 °C (5 °C a 100 °C)	TO-92 SO-8 SOT-23	Alta sensibilidad
LM94021 LM94022	National Semi	Programable	±2.5 °C (-50 °C a 150 °C)	SC80	Baja potencia, fácil de usar
FM20	Fairchild	-11.77 mV/°C	± 5 °C -55 °C a 130 °C	SOT23	Baja potencia
FM50	Fairchild	10 mV/°C	± 3 °C -40 °C a 125 °C	SOT23	Similar al LM50

Tabla 10. Sensores de temperatura con voltaje de salida

Los LM34 y LM35 son propensos a oscilaciones si el cable del sensor capacitivo carga su salida. El síntoma es una compensación a la salida del sensor, algo que no es siempre obvio. Es inteligente incluir siempre la resistencia recomendada por el fabricante, red capacitiva cerca del sensor.

2.5.1.8.1.2 Sensores de Temperatura con Corriente de Salida

Los sensores con corriente de salida actúan como reguladores de corriente de alta impedancia, constante que pasa típicamente 1 microamperio por grado Kelvin y requieren una fuente de voltaje de entre 4 y 30 V.

Sensor	Fabricante	Salida	Tolerancia (rango)	Paquete	Comentarios
AD590	Analog Devices	1 $\mu\text{A}/^\circ\text{K}$	$\pm 5.5 \text{ }^\circ\text{C} & \pm 10 \text{ }^\circ\text{C}$ (-55 $^\circ\text{C}$ a +150 $^\circ\text{C}$)	TO-52	Uno de los favoritos, pero necesita cable de control de corrientes de fuga
AD592	Analog Devices	1 $\mu\text{A}/^\circ\text{K}$	$\pm 1 \text{ }^\circ\text{C} & \pm 3.5 \text{ }^\circ\text{C}$ (-25 $^\circ\text{C}$ a +105 $^\circ\text{C}$)	TO-92	Más preciso que el AD590
TMP17	Analog Devices	1 $\mu\text{A}/^\circ\text{K}$	$\pm 4 \text{ }^\circ\text{C}$ (-40 $^\circ\text{C}$ a +105 $^\circ\text{C}$)	SO-8	Térmicamente más rápido que el AD590
LM134 LM234 LM334	National Semi	Programable 0.1 $\mu\text{A}/^\circ\text{K}$ a 4 $\mu\text{A}/^\circ\text{K}$	$\pm 3 \text{ }^\circ\text{C} & \pm 20 \text{ }^\circ\text{C}$ (-25 $^\circ\text{C}$ a +100 $^\circ\text{C}$)	TO-46 TO-92	No buenas características, pero con calibración puede ser efectivo

Tabla 11. Sensores de temperatura con corriente de salida

2.5.1.8.1.3 Sensores de Temperatura de Salida Digital

El sensor de temperatura de salida digital es el primer sensor para integrar un sensor y el ADC a un solo chip de silicio. Estos sensores no se prestan generalmente para el uso con los dispositivos de medida estándar debido a sus interfaces digitales no estándar. Muchos se diseñan específicamente para la gestión térmica de chips de microprocesadores. Una selección de dispositivos representativos se presenta a continuación:

Sensor	Fabricante	Salida	Tolerancia (rango)	Paquete	Comentarios
LM95071	National Semi	14 bit SPI	$\pm 2^\circ\text{C}$ (-45 °C a 150 °C)	SOT-5	Alta resolución (0.03 °C) 2.4-5.5 V rango de operación
LM56	National Semi	2 comparadores con umbrales ajustables	$\pm 3^\circ\text{C} \& \pm 4^\circ\text{C}$ (-40 °C a 125 °C)	SOP-8 MSOP-8	Termostato con dos salidas con histéresis
LM75	National Semi	I2C Serie, resolución de 9 bits o 0.5 °C	$\pm 3^\circ\text{C}$ (-55 °C a 125 °C)	SOP-8 MSOP-8	Direccionable, conexión de múltiple caída. El más apropiado para sistemas encajados
TMP03 TMP04	Analog Devices	Modulación de anchura de pulso (relación de marca de espacio)	$\pm 4^\circ\text{C}$ (-25 °C a 100 °C)	TO-92 SO-8 TSSOP-8	Salida nominal de 35 Hz con 1:1 relación de marca de espacio a 25 °C
DS1620 DS1621	National Semi	2 o 3 cables serie de 0.5 °C de resolución	$\pm 0.5^\circ\text{C}$ (0 °C a 70 °C) $\pm 5^\circ\text{C}$ (-55 °C a 125 °C)	SOP-8 DIP-8	También tiene salida termostato programada digitalmente. ±0.03 °C de posible resolución
DS1624	Dallas	2 cables serie de 0.3 °C de resolución	$\pm 5^\circ\text{C}$ (-55 °C a 125 °C)	SOP-8 DIP-8	Direccionable, conexión de múltiple caída. También tiene 256 bits de EEPROM
DS1820	Dallas	1 cable serie de 0.5°C de resolución	$\pm 0.5^\circ\text{C}$ (0 °C a 70 °C) $\pm 5^\circ\text{C}$ (-55 °C a 125 °C)	Modificado TO-92 SSOP-16	Buena tolerancia por encima del rango de 0-70 °C
DS1821	Dallas	1 cable serie de 1°C de resolución	$\pm 1^\circ\text{C}$ (0 °C a 70 °C) $\pm 2^\circ\text{C}$ (-55 °C a 125 °C)	Modificado TO-92 TO-220 SO-8	Tiene modo termostato
DS2435	Dallas	1 cable serie de 0.5 °C o 1 °C de resolución	$\pm 4^\circ\text{C}$ (0 °C a 127.5 °C) -40 °C a 85 °C	TO-92 Modificado	También genera tiempo / histograma de temperatura
TCN75	Telcom Semi	I2C Serie, resolución de 9 bits o 0.5 °C	$\pm 3^\circ\text{C}$ (-55 °C a 125 °C)	DIP-8 SOP-8 TSSOP-8	Segunda fuente para LM75
FM75	Fairchild	SMBus 12 bits / 0.07 °C de resolución	$\pm 4^\circ\text{C}$ -40 °C a 125 °C	MSOP8	Resolución variable, umbral de salida

Tabla 12. Sensores de temperatura con salida digital

Las partes de los dispositivos análogos son interesantes. Emplean una sigma-delta ADC que produce la corriente continua de pulso a la salida con una relación de marca de espacio, que es proporcional a la temperatura. Esto facilita la interconexión a un microprocesador y también para aislar por medios ópticos u otros. La misma señal se podía también pasar a través de un filtro paso bajo para generar un voltaje analógico.

La Dallas DS2435 va más allá de un sensor más el ADC proveyendo de la resolución de datos simple usando un generador de 8 tiempos / histograma de temperatura con límites binarios definidos. Parece haber sido diseñada específicamente para la gestión de la batería, pero la otra utilidad podría incluir el transporte que controlaba, supervisión del consumo de la máquina. Este sensor ha demostrado el camino del futuro en la tecnología del sensor, donde el sensor, el ADC, la memoria y el microcontrolador se integran para formar una tarea de aplicación específica de un coste muy rentable.

2.5.1.8.1.4 Sensores de Temperatura de Silicio con Resistencia de Salida

La temperatura contra las características de resistencia mísica de los materiales del semiconductor permite la fabricación de los sensores de temperatura simples usando el equipo estándar de fabricación de semiconductores de silicio. Esta construcción puede ser más estable que el otro sensor semiconductor, debido a la mayor tolerancia de circulación de iones. Sin embargo otras características (véase a continuación) requeridas que se deben tener en cuenta al utilizar estos sensores.

Sensor	Fabricante	Salida	Tolerancia (rango)	Paquete	Comentarios
KTY81 KTY82 KTY83 KTY84 KTY85	Phillips	1k o 2k a 25 °C, +0.8 %/°C Observar abajo	± 1 °C a ± 12 °C (-55 °C a +150 °C algunas veces hasta 300 °C)	SOD-70, SOT-23 SOD-68 SOD-80	Resistencia mísica de silicio. Mantiene la corriente de excitación entre >0.1 mA y < 1 mA
KYY10 KTY11 KTY13	Siemens	1k o 2k a 25 °C, +0.8 %/°C Observar abajo	± 1 °C & ±3.5 °C (-50 °C a 150 °C)	TO-92 Modificado	Resistencia mísica de silicio.

Tabla 13. Sensores de temperatura de silicio con resistencia de salida

La resistencia del sensor de temperatura de silicio viene dada por la ecuación:

$$R = Rr (1 + a \cdot (T - Tr) + b \cdot (T - Tr)^2 - c \cdot (T - Ti)^d) \quad (12)$$

donde Rr es la resistencia a la temperatura Tr y a , b , c y d son constantes. Tr es una temperatura del punto de inflexión tal que $c = 0$ para $T < Tr$.

La resistencia de algunos de estos sensores semiconductores es dependiente a la corriente de excitación (debido a los efectos de densidad de corriente en el semiconductor) y la polaridad del voltaje aplicado. Como en otros sensores de temperatura no-pasivos, el poder de auto-calentamiento induce errores.

Hay un número de sensores de temperatura criogénicos especiales que utilizan elementos resistivos del sensor semiconductor hechos en silicio y germanio.

2.5.1.8.1.5 Sensores de Temperatura de Tipo Diodo

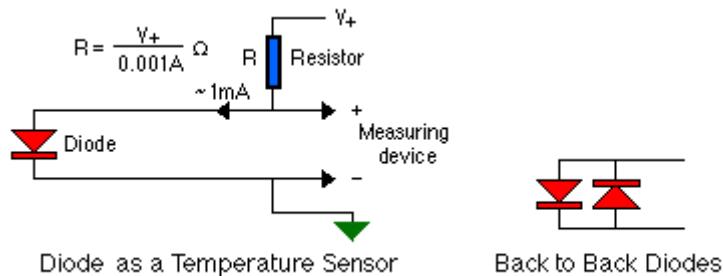


Figura 16. Sensores de temperatura de tipo diodo

El diodo ordinario semiconductor se puede utilizar como sensor de temperatura. Barato y malo. El diodo es el sensor de temperatura de coste más bajo y puede producir resultados más que satisfactorios si se prepara para realizar una calibración de dos puntos y para proporcionar una corriente estable de excitación. Casi cualquier diodo de silicio es aceptable. El voltaje aplicado a través de un diodo tiene un coeficiente de temperatura alrededor de $2.3 \text{ mV}^{\circ}\text{C}$ y es razonablemente lineal. El circuito que mide es simple como se muestra en la figura 16.

La corriente aplicada debe ser tan constante como sea posible, usar fuente de corriente constante o una resistencia de una fuente de voltaje estable.

Sin la calibración el error inicial es probable que sea demasiado grande, del orden de $\pm 30^{\circ}\text{C}$, el más grande de todo tipo de sensores de temperatura de contacto. Este error inicial se reduce considerablemente si se utilizan piezas de calidad para el sensor.

Una ventaja del diodo como sensor de temperatura es que puede ser eléctricamente robusto, tolera los picos de voltaje inducidos por un relámpago. Esto es particularmente cierto si se utilizan los diodos de potencia (por ejemplo el 1N4004 común) y utilizar un segundo diodo consecutivo para limitar la disipación de potencia durante altas corrientes máximas.

El sensor es utilizado en modo diodo conectando la base y el colector. Si esto no se hace, el sensor se conecta entre la base y emisor y la corriente de excitación se reduce con un factor cerca de 100. El resultado es un sensor de muy baja potencia, sensible y lineal. La simplicidad y el funcionamiento del sensor se valoran a continuación.

Para mejorar el funcionamiento del diodo como sensor de temperatura, dos voltajes de diodo (V_1 y V_2) se pueden medir a corrientes diferentes (I_1 e I_2), seleccionadas típicamente para estar sobre el cociente de 1:10. La temperatura absoluta se puede calcular de la ecuación:

$$T = (V_1 - V_2) / (8.7248 \times 10^{-5} \cdot \ln(I_1/I_2)) \quad (13)$$

El resultado está en kelvin (K). Éste es el método empleado por la mayoría de los sensores de temperaturas de circuito integrado y explica porqué algo hace salir una señal proporcional a la temperatura absoluta.

2.5.1.8.2 Precisión de los Sensores Semiconductores

Como se observa en la información anterior, “fuera de la caja” o de precisión de capacidad de intercambio de la mayoría de los sensores de temperatura semiconductores no son particularmente buenos. Además el elemento primario de detección se coloca generalmente en una caja estándar para los dispositivos electrónicos, que es menos ideal para la medición de temperatura de precisión. Sin embargo, a pesar de estos defectos, los sensores son sensibles, razonablemente lineales y muy útiles.

Si los sensores individuales están calibrados, es posible una exactitud perceptiblemente mejor de medida. Típicamente, una calibración de dos puntos tendrá un rendimiento cinco veces más preciso y una calibración de tres puntos tendrá un rendimiento diez veces más preciso sobre el rango de temperaturas completa. Si el rango de temperaturas es limitado, incluso serán posibles precisiones mejores. Debido a la sensibilidad de algunos sensores, pueden ser muy buenas para medir cambios de temperatura pequeños (comparando con la medida absoluta).

2.5.1.8.3 ¿Cuál es el Sensor Semiconductor más Apropriado?

Una pregunta difícil a contestar, pero el proceso de selección siguiente puede ayudar:

- ◆ Decidir sobre la precisión requerida.
- ◆ Decidir sobre el rango de temperaturas.
- ◆ Decidir sobre un presupuesto.
- ◆ Definir las capacidades de la entrada de los instrumentos que miden.

Seleccionar cualquier sensor que satisfaga todo lo anterior, si no:

- ◆ Si la precisión es deficiente, será necesario calibrar el sensor. ¿Será suficiente la corrección compensando un solo punto con algún sensor? Seleccionar ese sensor. Si no:
- ◆ ¿Una calibración de dos puntos proporcionará exactitud adecuada corrigiendo la compensación y la pendiente? Seleccionar ese sensor.

Una vez se haya decidido que calibración se requiere, la selección llega a ser más fácil. Esto genera pequeñas diferencias si el error sin calibrar inicial es grande o pequeño. La naturaleza de la desviación de la curva de respuesta ideal se convierte en el factor más importante. Si esta desviación es una función lineal simple, una calibración de dos puntos dará resultados excelentes. Si la desviación es más compleja, se necesitará una calibración de múltiples puntos, seguido por la adecuación de un polinomio o de una serie de segmentos lineales.

2.5.1.9 Sensores de Temperatura de No-Contacto

Muchas aplicaciones para detectar temperatura pueden beneficiarse de métodos de detección de no contacto. El objetivo de la medida puede ser: moviéndose, sobre el punto de fusión de otros sensores, mecánicamente de una distancia químicamente hostil o simplemente para funciones de cables demasiado grandes. Algunos métodos de no contacto también pueden ser más rápidos que métodos tradicionales de contacto de medida de temperatura. La mayoría de los sensores de no contacto prácticos utilizan la radiación (IR) infrarroja y se definen como los sensores de temperaturas IR o detectores IR.

2.5.1.9.1 ¿Qué Funciones Hacen la los Sensores IR de No-Contacto?

Los sensores de no-contacto o de radiación de temperatura funcionan midiendo componentes de radiación electromagnética irradiada naturalmente por todos los objetos sobre un cero absoluto. Solamente una proporción pequeña de esta radiación es visible al ojo humano como indica el diagrama siguiente de los espectros de energía.

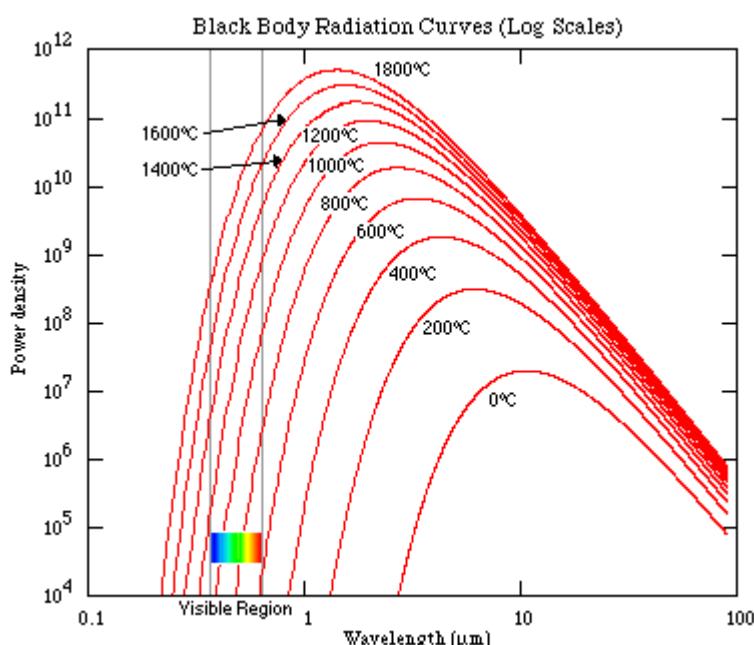


Figura 17. Diagrama de las curvas de radiación

El eje vertical en este diagrama representa la intensidad de radiación de un cuerpo negro. El eje horizontal representa la longitud de onda de la radiación. Debido a la amplia gama de valores, especialmente en el eje vertical, se han utilizado las escalas logarítmicas para demostrar el detalle sobre un amplio rango de temperaturas. Cada una de las curvas representa los espectros de la radiación de un objeto negro a una temperatura particular.

Si se aplican las escalas lineales más comunes, la forma de las curvas diferencia con las curvas de una temperatura más baja que tienden para agrupar cerca del eje horizontal.

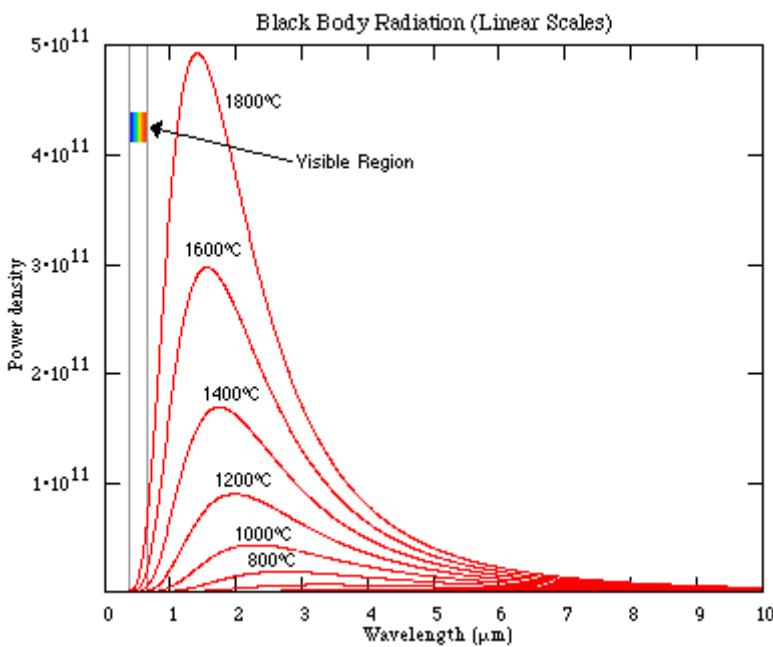


Figura 18. Diagrama de curvas de radiación a escala lineal

2.5.1.9.2 Ecuación de Plank

Como puede observarse en estos diagramas, la temperatura del objeto aumenta, los movimientos de la curva se desplazan a la izquierda (longitudes de onda más cortas) y suben (se irradia más energía). Para el significado teórico, este fenómeno se describe por la ecuación de Plank:

$$E = 2 \cdot \pi \cdot c^2 \cdot h / (L^5 (e^{hc/LkT} - 1)) \quad (14)$$

Donde:

$\pi = 3.1416$

c es la velocidad de la luz = $2.9979264 \cdot 10^8$ m/s

h es la constante de Plank = $6.6262 \cdot 10^{-34}$ j · s

k es la constante de Boltzmann = $1.3805 \cdot 10^{-23}$ j/K

L es la longitud de onda de la radiación en metros.

T es la temperatura absoluta del objeto en kelvin.

La longitud de onda de la energía máxima tiene una relación simple (ley del desplazamiento de Wien) con la temperatura del objeto:

$$L_{pk} = 2.898 / T \text{ (μm)} \quad (15)$$

Puedes experimentar con la ecuación de Plank usando la hoja de cálculo u otra aplicación. Los diagramas fueron generados con Mathcad.

2.5.1.9.3 El Ojo Humano como Sensor de Temperatura Radiante

En la región visible, la energía radiante no puede ser considerada fácilmente hasta que la temperatura alcanza alrededor de 550 °C, cuando aparecerá como rojo vivo. (Mientras puedes sentir el calor de la radiación en la cara de objetos bajo esta temperatura, es difícil juzgar la temperatura).

Mientras que se aumenta la temperatura el rojo cambia progresivamente al blanco y entonces a un blanco azulado brillante. El brillo aumenta progresivamente. Estos efectos se pueden explicar de las curvas de los espectros de la intensidad, la región visible de las cuales se ha agrandado en la figura siguiente:

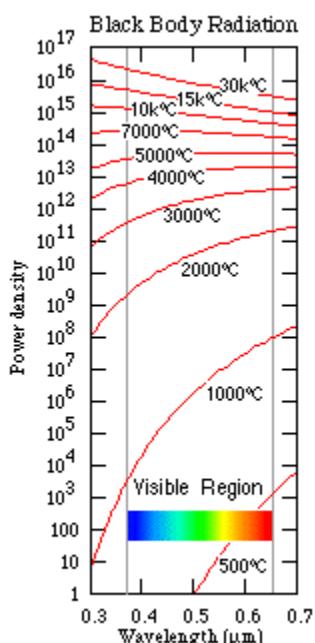


Figura 19. Diagrama de radiación de los cuerpos negros

El color de la luz irradiada depende de la proporción de cada uno de los diferentes colores constitutivos (del arco iris). Si hay más con una longitud de onda larga, entonces el color será rojizo. Si el equilibrio es aproximadamente uniforme el color será blanco y si hay un dominio de longitudes de onda más cortas, entonces el color será azulado. La pendiente de las curvas de la temperatura indica el equilibrio de colores.

Estos fenómenos permiten que calibremos aproximadamente la temperatura de un objeto caliente por su color. Digo aproximadamente, porque el ojo humano es muy pobre en la determinación de color absoluto, podrías con un poco de suerte contar con una exactitud de ± 200 °C.

Sin embargo, el ojo humano es muy bueno en comparar colores, así que si te proporcionan una paleta de colores de la calibración para relacionar con el color del objeto caliente, tu apreciación de la temperatura será probablemente algo mejor que ± 50 °C.

Como una línea lateral interesante, la luz “blanca” puede dar una temperatura de color, es literalmente la temperatura de un objeto requerido para producir una luz de la misma blancura o calor. Esto es particularmente importante para una fotografía de color como la película fotográfica y la selección del sensor en cámaras fotográficas electrónicas detectan la luz de una manera absoluta. El resultado está en su salida se puede tintar a menudo creando un cuadro de calentador o de refrigerador que sea percibido originalmente por el ojo humano.

El ojo humano, la combinación del cerebro es un sensor maravillosamente adaptable, capaz de corregir automáticamente para el balance de color y un millón de gamas enorme de los niveles de intensidad.

2.5.1.9.3.1 ¿Cómo Medir Temperatura con los Sensores de Radiación?

El principio de funcionamiento del ojo puede formar claramente la base de los sensores de temperatura de radiación. El ojo contiene una lente que enfoca la radiación sobre la retina o el detector de la radiación del sistema humano. El cerebro procesa las señales de color y de intensidad, y con un poco de entrenamiento puede producir un resultado de temperatura. Éste es el mismo proceso que debe emprender un sensor de temperatura de radiación para proporcionar temperatura.

Los sistemas prácticos son ambos más complejos y exactos. Es posible ahora utilizar detectores y los filtros largos de longitud de onda para mantener una exactitud dentro de algunos grados y con la resolución 0.1 °C.

Hay dos maneras básicas de convertir la radiación de un objeto irradiado a una temperatura.

1. El más simple es medir la energía radiante sobre una banda espectral. Esto da una sola lectura de intensidad que entonces se convierte en temperatura. Para que este método proporcione lecturas exactas el campo visual entero del detector de la radiación debe incluir solamente el objeto que se está midiendo. Esto es porque la señal es proporcional a la radiación total recibida en el ángulo sólido definido por la óptica de los sensores. Obviamente cuanto más estrecho sea el ángulo más fácil será asegurar solamente el objeto incluido. Algunos sensores incluyen un indicador láser para asistir en la dirección a medir.
2. El segundo método de determinar la temperatura es utilizar color, que está medida la radiación en dos bandas espectrales y después tomar el cociente de los dos. Este cociente de dos colores se convierte entonces a una temperatura. Este método es una extensión de la técnica de la combinación de color manual usada por el pirómetro. Mientras que es más costoso que el primer método, tiene una ventaja importante: es menos influenciado por las características superficiales de la emisividad del objeto. Algunos sensores inteligentes emplean un híbrido de los dos métodos, usando el color y la información de la intensidad para calcular la temperatura.

Seleccionando las bandas espectrales en las cuales medir temperatura no es una tarea simple. La selección es un compromiso inevitable entre los requisitos competentes. Las características que necesitan ser consideradas incluyen:

- ◆ **Radiación contra longitud de onda:** El índice en el cual la radiación aumenta con la temperatura es mayor en longitudes de onda más cortas.

- ◆ **Radiación contra temperatura:** Los objetos a una temperatura más baja irradian en longitudes de onda más largas, así que la gama espectral del detector se puede asociar al rango de temperaturas que se medirá. Por ejemplo medir temperaturas de 600 °C a 3000 °C un detector centrado en el 1 μm está muy bien, pero para un -30 °C a 1200 °C puede ser utilizada una banda de 8-14 μm .
- ◆ **Emisividad, reflexión y transmitancia del objeto:** Las características ópticas del objeto que se mide son importantes. Tomar un cristal como un ejemplo por debajo de los 2.5 μm es transparente, pero sobre esa figura llega a ser cada vez más opaco. Seleccionar una longitud de onda de medida en el área transparente mirará obviamente a través del objeto. Por encima de los 4 μm el cristal es totalmente opaco.
- ◆ **Transmisión atmosférica:** La atmósfera está lejos de un transmisor perfecto de radiación y éste es especialmente el caso del infrarrojo. Hay bandas de absorción fuerte de CO₂ y de H₂O en 1.35-1.45, 1.7-2.1, 2.5-2.9, 4.2-4.5, 5.1-7.5 y de >14 μm . Si la longitud de la trayectoria atmosférica es corta (menos de un metro), éstas no son probables de dar un problema. Además la absorción debido al vapor de agua es más probable que sea una cuestión clave porque varía con la humedad.
- ◆ **Coste contra el funcionamiento del detector:** Un sensor práctico puede emplear solamente detectores razonablemente tasados y soporte de electrónica. Es generalmente más fácil y más barato producir los sensores de alta temperatura. Esto se puede poner en ejecución sin piezas móviles o detectores refrigerados. A medida que se disminuye el rango de temperaturas, aumenta la dificultad y el coste.

2.5.1.9.4 Detección de la Radiación

Una característica importante de los detectores de radiación es su respuesta espectral y cómo los filtros pueden modificarla. Hay dos categorías muy amplias de los detectores de radiación:

- ◆ **Detector cuántico:** Éste es esencialmente un contador de fotones sensible a todos los fotones que tengan cierta energía mínima. El elemento de detección es generalmente un cristal semiconductor o un material cerámico. Los detectores de este tipo pueden tener una respuesta razonablemente uniforme hasta una longitud de onda particular, pero más allá de ese punto su respuesta desciende rápidamente. Intrínsecamente, los detectores de quantum pueden responder rápidamente a las fluctuaciones en radiación.
- ◆ **Detector térmico:** Éste confía en el efecto térmico de la radiación absorbida. El pequeño aumento de temperatura se puede medir por un sensor de temperatura convencional, típicamente una termopila o un termistor. Las características espetrales del final superficial del amortiguador determinarán las características de los sensores. La respuesta será generalmente ancha y plana pero que carece de sensibilidad y de velocidad en comparación con los detectores cuánticos.

Algunos de los numerosos detectores de radiación usados incluyen:

Sensor	Tipo	Respuesta Espectral	Sensibilidad	Comentarios
Termopila	Térmico	Muy ancha	Baja	La respuesta puede ser modificada por finales de superficie
Fotodiodo de silicio	Cuántico	0.4 a 1.1 μm	Baja	Respuesta adecuada solo para radiómetros de alta temperatura
Sulfuro de Plomo (PbS)	Cuántico	1.0 a 3.0 μm	Buena	Enfriar a 77 °K rango extendido hasta 4 μm y reducción de ruido
Seleniuro de Plomo(PbSe)	Cuántico	1.0 a 4.5 μm	Buena	Enfriar a 77 °K rango extendido hasta 4 μm y reducción de ruido
Lámina de plástico piro-eléctrica	Térmico	8 a 11 μm sin final de superficie	Buena sensibilidad a cambios	Difluoruro de Polivinilo (PVDF) como la lámina Kynar de la lámina Ampec o Solef de Solvay & Cie
Cerámicas piro-eléctricas	Térmico	hasta 14 μm	Bastante buena	Rango de funciones disponible

Tabla 14. Detectores de radiación

El EIA (Asociación electrónica industrial de los EE.UU.) ha estandarizado un número de respuestas espectrales con las designaciones de S (por ejemplo S-1, S16, S-25) que se basan en los materiales particulares de detección.

Para el funcionamiento óptimo, algunos sensores de radiación se deben refrigerar a una baja temperatura (por ejemplo el nitrógeno líquido). Mucho del trabajo hecho en el desarrollo de sensores de radiación ha sido mejorar el funcionamiento a temperatura ambiente normal, debido a la inconveniencia de refrigerarse a dichas bajas temperaturas.

Un problema interesante asociado a la medida de no contacto de temperatura alrededor del ambiente o inferior, es el impacto de la radiación local emitida por los componentes internos del sensor. Esta radiación puede estar más lejos del objeto que es medido. Una solución es refrigerar los componentes afectados de modo que emitan menos radiación.

Una solución alternativa y generalmente preferida es convertir la señal de entrada en una señal de corriente alterna mediante cortes de tipo mecánicos de la señal con un disco ranurado. La señal entonces se incrementa con un amplificador de CA que rechace la señal local de CC. Esta técnica es de uso general en los sensores de radiación para temperatura más baja, pero debido a su coste y las cuestiones de fiabilidad asociadas a las piezas móviles, tales sensores se utilizan solamente si el rango de baja temperatura es realmente necesario.

Algunos instrumentos utilizan el disco del interruptor para insertar un filtro adicional en la línea óptica. Se hace para permitir el método del cociente de dos colores de determinación de temperatura.

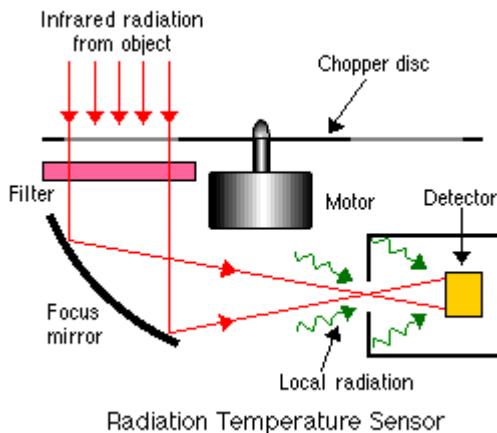


Figura 20. Sensor de temperatura de radiación

2.5.1.9.5 Cuerpo Negro, Emisividad y Errores

La emisividad es un término de las características de energía emitidas por los diferentes materiales. Es la función de la longitud de onda, de la temperatura y del ángulo de visión. La emisividad se define como el cociente de energía irradiada por un objeto a una temperatura determinada por la energía emitida por un cuerpo negro a la misma temperatura. Un cuerpo negro ni transmite ni refleja energía.

Un cuerpo negro absorbe y reemite toda la incidencia de la energía sobre él. La emisividad de un cuerpo negro es 1.0, y todos los objetos a excepción de los cuerpos negros tienen una emisividad menor de 1.0. Por ejemplo, un objeto puede tener una emisividad de 0.85. Eso significa que el objeto emite solamente el 85 % de la energía emitida por un cuerpo negro.

No es posible en la práctica construir un cuerpo negro perfecto. Sin embargo, pueden ser construidas las aproximaciones que se realizan bien sobre una gama espectral limitada. Una construcción clásica de cuerpo negro es una bola o una caja hueca aislada del metal con una superficie interior ennegrecida y un agujero pequeño (el 10 % de la anchura de la bola o de la caja). Este agujero se comportará como un cuerpo negro. Otro diseño de cuerpo negro consiste en un conjunto de hojas de afeitar apiladas.

Los cuerpos negros son superficies ideales para la medida de IR y se utilizan para calibrar los dispositivos de medición de IR. Los factores y los ajustes de corrección se realizan generalmente dentro de los sensores de IR, para poder calibrarlos para las emisividades específicas. Si no se aplican los factores de corrección, la lectura de la temperatura será más baja que la temperatura real del objeto que se está controlando.

La emisividad de un objeto puede cambiar con el paso del tiempo mientras que su superficie se corroe o se oxida. En algunos usos es posible unir un blanco estable al objeto que es medido para reducir al mínimo este efecto.

La radiación incidente de otras fuentes se puede reflejar en un objeto y registrar por un detector de radiación. La fuente puede ser iluminación incandescente, objetos calientes próximos o la luz del sol.

2.5.1.10 Sensores de Temperatura de Fibra Óptica

Los sensores de fibra óptica son una familia de sensores (la temperatura no es el único parámetro que se puede medir) que emplean las fibras de vidrio finas como único medio de excitación y de lectura del elemento de detección. La fibra es la misma que se utiliza para las comunicaciones.

2.5.1.10.1 Características de Sensores de Fibra Óptica

Hay varias características de las fibras ópticas que permiten que sean utilizadas como sensores. Éstas incluyen la micro-flexión, efectos interferométricos, cambio del índice de refracción, cambio de polarización, cambio de longitud de la fibra, efectos de red de difracción de la fibra y efecto de Sagnac (transportar luz en direcciones opuestas alrededor de un bucle usado para detectar la rotación).

Para los sensores de temperatura de fibra óptica, el elemento de detección se deposita generalmente directamente en el extremo cortado de una fibra óptica y la temperatura se deduce del reflejo de la fase o del espectro.

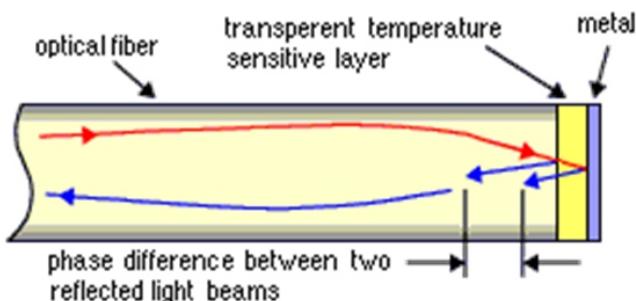


Figura 21. Sensor de temperatura de fibra óptica usando interferencia de fase

Otra aproximación es utilizar la lámina bimetálica (u otro mecanismo sensor de temperatura) para doblar la fibra de vidrio suficientemente para generar una anomalía medible. Esto es rigurosamente demostrable en el diagrama siguiente:

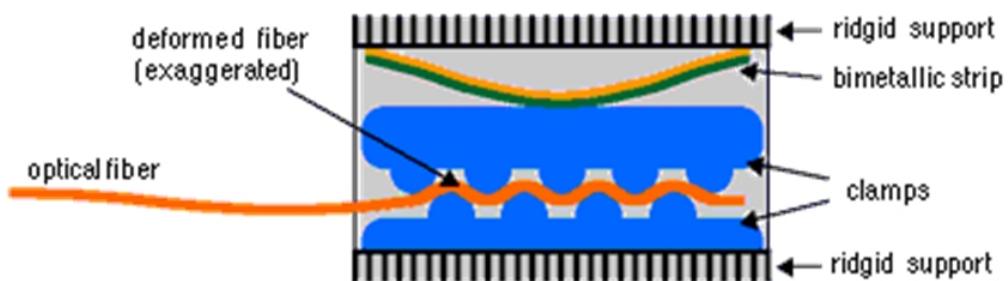


Figura 22. Sensor de temperatura de fibra óptica usando deformación de la fibra

Los sensores de temperatura de fibra óptica y sus dispositivos de medición asociados son costosos y por lo tanto aplicados solamente cuando tienen una ventaja que obliga la utilización al especialista. Es posible que en el futuro estos tipos de sensores empiecen a ser significativamente baratos y se utilizarán más comúnmente como circuitos ópticos integrados para convertirse en una realidad.

2.5.1.10.2 Necesidades para Medir la Temperatura en Lugares Difíciles o Peligrosos

Las temperaturas necesitan alguna vez ser medidas en lugares que no permiten que se empleen los sensores convencionales. Por ejemplo para medir la temperatura de las bobinas de alto voltaje de un transformador refrigerado por aceite. El voltaje puede ser tan alto como 500 kilovoltios de pico. Los sensores cableados serían un peligro para la salud a cualquier persona que se acercara al dispositivo de medición. No obstante los sensores de no contacto no pueden ser utilizados, porque las bobinas del transformador no son visibles. En situaciones como estas los sensores de fibra óptica se convierten en la única opción.

2.5.1.11 Sensores de Temperatura Criogénicos

Los sensores de temperatura criogénicos o de muy baja temperatura, pueden considerarse una clase a parte. El uso principal es en la investigación del campo de la física de baja temperatura y en usos del espacio, estos sensores emplean los mismos principios que los sensores de temperatura estándares pero pueden emplear diferentes materiales.

Las características eléctricas de muchos materiales cambian rápidamente, y se igualan rápidamente, pues su temperatura se acerca al cero absoluto. En la física de la baja temperatura, las prácticas experimentales pueden forzar requisitos de funcionamiento especiales en los sensores. Por ejemplo, puede haber campos magnéticos o radiaciones de iones fuertes asociada a un experimento. También, puede haber gradientes significativos de temperatura, así que el sensor debe ser pequeño, y su cableado no debe conducir calor en el sistema.

2.5.1.11.1 Tipos de Sensores de Temperatura Criogénicos

La tabla siguiente proporciona un resumen de algunos sensores disponibles:

Tipo de sensor	Rango de temperatura	Tolerancia a campos magnéticos	Tolerancia a la radiación nuclear	Comentarios
Diodo Galio-Aluminio-Arsénico	1.4 °K a 325 °K	Buena	Pobre	Excitación de 10 μ A
Diodo silicio	1 °K a 475 °K	Bastante Buena	Pobre	Excitación de 10 μ A
Sensor capacitivo	-	Buena	Buena	Propenso a desestabilizarse
Termopar	>5 °K	Bastante Buena	Bastante Buena	Pobre para todos los funcionamientos
RTD Carbono-Cristal	1.4 °K a 325 °K	Bastante Buena	Buena	Común, buena sensibilidad
Cernox RTD	-	Buena	Excelente	Buen funcionamiento
RTD platino	30 °K a 800 °K	Pobre por debajo de 40 °K	Bastante Buena	Bastante bueno por encima de 70 °K, inservible por debajo de 14 °K
RTD germanio	0.05 °K a 300 °K	Pobre	Bastante Buena	Buen funcionamiento por debajo de 30 °K donde es un estándar secundario
RTD Rodio-Hierro	1.4 °K a >325 °K	Bastante Buena	Excelente	Tipos de lámina fina, muy rápido
RTD óxido de rutenio	<50 °mK a 300 °K	Buena	Buena	Buena capacidad de intercambio
Termistor Thermox	70 °K a 300 °K	-	-	Sensible

Tabla 15. Tipos de sensores de temperatura criogénicos

El número de fuentes de los sensores de temperatura criogénicos es limitado.

2.5.1.12 Sensores de Temperatura Bimetálicos

La lámina bimetalica es un elemento mecánico del sensor de temperatura. Convierte la temperatura a un desplazamiento mecánico. Este desplazamiento se puede acoplar a un interruptor para la función encendido-apagado simple, a una aguja de un indicador, o a un detector de posición para una salida electrónica.

En gran medida el uso más común de la lámina bimetalica está como interruptor del termostato usado para el control de temperatura y de energía.

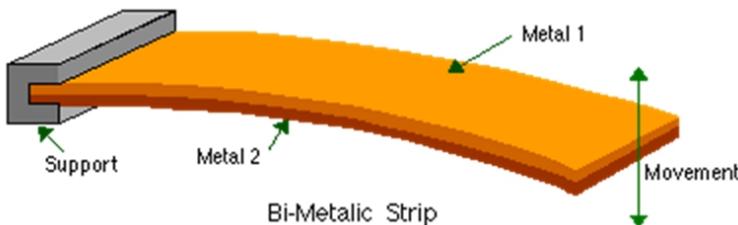


Figura 23. Sensor de temperatura bimetalico

2.5.1.12.1 Construcción de la Lámina Bimetálica

Una lámina bimetálica se construye simplemente a partir de dos láminas de diferentes metales enlazados juntos. Se utiliza típicamente un proceso de soldadura para la unión, pero también pueden ser utilizados los remaches, los pernos, el pegamento y otros sujetadores.

El funcionamiento de la lámina bimetálica depende de los diferentes coeficientes de expansión de los dos metales para el cambio de temperatura (los diferentes coeficientes de expansión térmica de los metales).

Nota: No hay razón de limitar el principio de funcionamiento de la lámina bimetálica a los metales, podrían ser utilizados en principio dos sólidos cualesquiera. La lámina bimetálica se puede bobinar para hacerla más compacta y sensible, con los cambios de temperatura causando a la bobina que se tense o se desenrolle.

Presionando un poco en la lámina bimetálica puede producir una acción rápida con histéresis, una buena característica para el control de temperatura.

Como cuestión de interés, la lámina bimetálica se puede escalar para arriba o para abajo. En una escala grande, puede proporcionar literalmente grados de fuerza para el control mecánico u otros propósitos. En una escala más pequeña, puede proporcionar la fuerza y el movimiento para los circuitos integrados de micromáquina (MMIs).

2.5.2 *MicroConvertidor ADuC812*

El ADuC812 es un sistema de adquisición de 12 bits de datos completamente integrado que incorpora un ADC multicanal auto-calibrado de alto rendimiento, un DAC dual y un MCU programable de 8 bits (compatible con el juego de instrucciones del 8051) en un solo chip.

El núcleo programable del 8051 compatible está apoyado por una memoria de programa Flash/EE de 8 kbytes, una memoria de datos Flash/EE de 640 bytes y una SRAM de datos de 256 bytes integrados en el chip.

Las funciones adicionales de ayuda de la MCU incluyen un “Watchdog Timer”, un “Power Supply Monitor” y funciones de acceso directo de memoria del ADC. Provisto de 32 líneas programables de Entrada-Salida, un I²C SPI compatible y un Puerto Serie de Entrada-Salida UART estándar para interfaces con multiprocesadores y expansiones de Entrada-Salida.

Los modos de operación normal, parada y apagado permiten apropiados esquemas de gestión de energía flexibles para aplicaciones de baja potencia tanto para el núcleo de MCU como para los convertidores analógicos. El dispositivo está especificado para funcionar a 3 V y 5 V de rango de temperaturas industrial y está disponible en una configuración de 52 patillas, en pack plano cuadrado de plástico y en 56 patillas de la escala de chip.

2.5.2.1 *Características Generales*

E/S Analógica

- 8-Canales ADC de 12-Bit de Alta Precisión
- En-Chip, 100 ppm/°C Voltaje de Referencia
- Alta Velocidad: 200 kSPS
- Controlador DMA de Alta Velocidad de Captura ADC-a-RAM
- 2 DACs de 12-Bit de Voltaje de Salida
- En-Chip, Función de Sensor de Temperatura

Memoria

- 8 kBytes En-Chip Flash/EE de Memoria de Programa
- 640 Bytes En-Chip Flash/EE Memoria de Datos
- 256 Bytes En-Chip de Memoria de Datos RAM
- 16 MBytes de Espacio de Dirección de Datos Externa
- 64 kBytes de Espacio de Dirección de Programa Externa

8051 Núcleo Compatible

- 12 MHz Operación Nominal (16 MHz Máximo)
- 3 Temporizadores/Contadores de 16-Bit (Timers/Counters)

Puerto 3: Alta Capacidad de Conducción de Corriente
9 Fuentes de Interrupción, 2 Niveles de Prioridad

Alimentación

Operación Específica para 3 V y 5 V
Modos Normal, Parado y Apagado (Normal, Idle y Power-Down)

Periféricos en el Chip

E/S Puerto Serie tipo UART y SPI®
2-Hilos de E/S Puerto Serie (Compatible con 400 kHz I²C®)
Temporizador de Vigilancia (Watchdog Timer)

Controlador de Fuente de Alimentación

2.5.2.2 Diagrama de Bloques Funcional

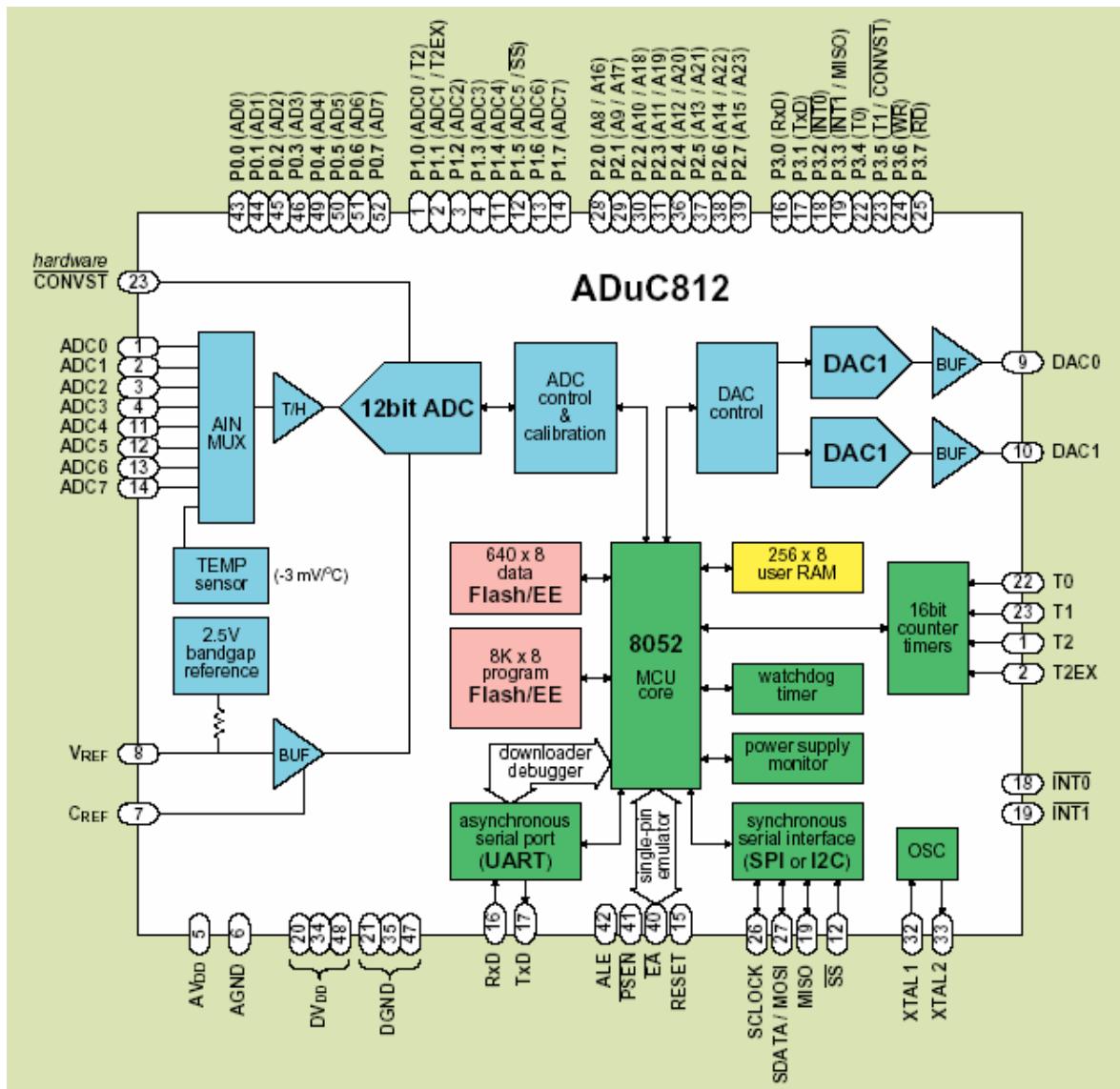


Figura 24. Diagrama de bloques funcionales del ADuC812

2.5.2.3 Especificaciones

SPECIFICATIONS^{1, 2}

($V_{DD} = DV_{DD} = 3.0\text{ V}$ or $5.0\text{ V} \pm 10\%$, $\text{REF}_{IN}/\text{REF}_{OUT} = 2.5\text{ V}$ Internal Reference, $\text{MCLKIN} = 11.0592\text{ MHz}$, $f_{SAMPLE} = 200\text{ kHz}$, DAC V_{OUT} Load to AGND; $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$. All specifications $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , unless otherwise noted.)

Parameter	ADuC812BS $V_{DD} = 5\text{ V}$ $V_{DD} = 3\text{ V}$		Unit	Test Conditions/Comments
ADC CHANNEL SPECIFICATIONS DC ACCURACY ^{3, 4}				
Resolution	12	12	Bits	
Integral Nonlinearity	$\pm 1/2$	$\pm 1/2$	LSB typ	$f_{SAMPLE} = 100\text{ kHz}$
	± 1.5	± 1.5	LSB max	$f_{SAMPLE} = 100\text{ kHz}$
	± 1.5	± 1.5	LSB typ	$f_{SAMPLE} = 200\text{ kHz}$
Differential Nonlinearity	± 1	± 1	LSB typ	$f_{SAMPLE} = 100\text{ kHz}$. Guaranteed No Missing Codes at 5 V
CALIBRATED ENDPOINT ERRORS ^{5, 6}				
Offset Error	± 5	± 5	LSB max	
	± 1	± 1	LSB typ	
Offset Error Match	1	1	LSB typ	
Gain Error	± 6	± 6	LSB max	
	± 1	± 1	LSB typ	
Gain Error Match	1.5	1.5	LSB typ	
USER SYSTEM CALIBRATION ⁷				
Offset Calibration Range	± 5	± 5	% of V_{REF} typ	
Gain Calibration Range	± 2.5	± 2.5	% of V_{REF} typ	
DYNAMIC PERFORMANCE				
Signal-to-Noise Ratio (SNR) ⁸	70	70	dB typ	
Total Harmonic Distortion (THD)	-78	-78	dB typ	
Peak Harmonic or Spurious Noise	-78	-78	dB typ	
ANALOG INPUT				
Input Voltage Ranges	0 to V_{REF}	0 to V_{REF}	V	
Leakage Current	± 1	± 1	μA max	
	± 0.1	± 0.1	μA typ	
Input Capacitance ⁹	20	20	pF max	
TEMPERATURE SENSOR ¹⁰				
Voltage Output at 25°C	600	600	mV typ	
Voltage TC	-3.0	-3.0	mV/ $^\circ\text{C}$ typ	Can vary significantly ($> \pm 20\%$) from device to device
DAC CHANNEL SPECIFICATIONS DC ACCURACY ¹¹				
Resolution	12	12	Bits	
Relative Accuracy	± 3	± 3	LSB typ	
Differential Nonlinearity	± 0.5	± 1	LSB typ	
Offset Error	± 60	± 60	mV max	
	± 15	± 15	mV typ	
Full-Scale Error	± 30	± 30	mV max	
	± 10	± 10	mV typ	
Full-Scale Mismatch	± 0.5	± 0.5	% typ	% of Full-Scale on DAC1
ANALOG OUTPUTS				
Voltage Range_0	0 to V_{REF}	0 to V_{REF}	V typ	
Voltage Range_1	0 to V_{DD}	0 to V_{DD}	V typ	
Resistive Load	10	10	$\text{k}\Omega$ typ	
Capacitive Load	100	100	pF typ	
Output Impedance	0.5	0.5	Ω typ	
I_{SINK}	50	50	μA typ	

SPECIFICATIONS^{1, 2} (continued)

Parameter	ADuC812BS $V_{DD} = 5\text{ V}$ $V_{DD} = 3\text{ V}$		Unit	Test Conditions/Comments
DAC AC CHARACTERISTICS				
Voltage Output Settling Time	15	15	µs typ	Full-Scale Settling Time to within 1/2 LSB of Final Value
Digital-to-Analog Glitch Energy	10	10	nV sec typ	1 LSB Change at Major Carry
REFERENCE INPUT/OUTPUT				
REF _{IN} Input Voltage Range ⁹	2.3/ V_{DD}	2.3/ V_{DD}	V min/max	
Input Impedance	150	150	kΩ typ	
REF _{OUT} Output Voltage	2.5 ± 2.5%	2.5 ± 2.5%	V min/max	Initial Tolerance @ 25°C
REF _{OUT} Tempco	2.5	2.5	V typ	
REF _{OUT} Tempco	100	100	ppm/°C typ	
FLASH/EE MEMORY PERFORMANCE CHARACTERISTICS ^{12, 13}				
Endurance	10,000		Cycles min	
Data Retention	50,000	50,000	Cycles typ	
Data Retention	10		Years min	
WATCHDOG TIMER CHARACTERISTICS				
Oscillator Frequency	64	64	kHz typ	
POWER SUPPLY MONITOR CHARACTERISTICS				
Power Supply Trip Point Accuracy	±2.5	±2.5	% of Selected Nominal Trip Point Voltage max	
	±1.0	±1.0	% of Selected Nominal Trip Point Voltage typ	
DIGITAL INPUTS				
Input High Voltage (V_{INH})	2.4	2.4	V min	
XTAL1 Input High Voltage (V_{INH}) Only	4		V min	
Input Low Voltage (V_{INL})	0.8	0.8	V max	
Input Leakage Current (Port 0, \overline{EA})	±10	±10	µA max	$V_{IN} = 0\text{ V}$ or V_{DD}
	±1	±1	µA typ	$V_{IN} = 0\text{ V}$ or V_{DD}
Logic 1 Input Current (All Digital Inputs)	±10	±10	µA max	$V_{IN} = V_{DD}$
	±1	±1	µA typ	$V_{IN} = V_{DD}$
Logic 0 Input Current (Port 1, 2, 3)	-80	-40	µA max	
	-40	-20	µA typ	$V_{IL} = 450\text{ mV}$
Logic 1-0 Transition Current (Port 1, 2, 3)	-700	-500	µA max	$V_{IL} = 2\text{ V}$
	-400	-200	µA typ	$V_{IL} = 2\text{ V}$
Input Capacitance	10	10	pF typ	

Parameter	ADuC812BS		Unit	Test Conditions/Comments
	V _{DD} = 5 V	V _{DD} = 3 V		
DIGITAL OUTPUTS				
Output High Voltage (V _{OH})	2.4 4.0	2.4 2.6	V min V typ	V _{DD} = 4.5 V to 5.5 V I _{SOURCE} = 80 μ A V _{DD} = 2.7 V to 3.3 V I _{SOURCE} = 20 μ A
Output Low Voltage (V _{OL}) ALE, PSEN, Ports 0 and 2	0.4 0.2 0.4 0.2	0.4 0.2 0.4 0.2	V max V typ V max V typ	I _{SINK} = 1.6 mA I _{SINK} = 1.6 mA I _{SINK} = 8 mA I _{SINK} = 8 mA
Port 3				
Floating State Leakage Current	\pm 10 \pm 1	\pm 10 \pm 1	μ A max μ A typ	
Floating State Output Capacitance	10	10	pF typ	
POWER REQUIREMENTS ^{14, 15, 16}				
I _{DD} Normal Mode ¹⁷	43 32 26 8 25 18 15 7	25 16 12 3 10 6 6 2	mA max mA typ mA typ mA typ mA max mA typ mA typ mA typ	MCLKIN = 16 MHz MCLKIN = 16 MHz MCLKIN = 12 MHz MCLKIN = 1 MHz MCLKIN = 16 MHz MCLKIN = 16 MHz MCLKIN = 12 MHz MCLKIN = 1 MHz
I _{DD} Idle Mode				
I _{DD} Power-Down Mode ¹⁸	30 5	15 5	μ A max μ A typ	

NOTAS

1 Especificaciones aplicadas después de la calibración.

2 Rango de Temperatura –40 °C a +85 °C.

3 La linealidad se garantiza durante la operación normal del núcleo del MicroConvertidor.

4 La linealidad puede degradarse cuando se programa o se borra el espacio de memoria de 640 byte Flash/EE durante el tiempo de conversión ADC debido a la actividad de la bomba de carga en el chip.

5 Medido en producción a 5V de VDD después de la Rutina Software de Calibración sólo a 25 °C.

6 Para cumplir con las especificaciones el usuario puede que necesite ejecutar la Rutina Software de Calibración la cual está dependiendo de la configuración.

7 Los incrementos de calibración de compensación y ganancia son definidos como el rango de voltaje de sistema de compensación de usuario y de ganancia de errores que el ADuC812 puede compensar.

8 El cálculo SNR incluye las componentes de distorsión y ruido.

9 Las especificaciones no han sido probadas en producción, pero si son soportadas por los datos de caracterización en la publicación inicial del producto.

10 El sensor de temperatura dará directamente la medida de temperatura de corte; de éste resultado puede ser deducida la temperatura ambiente.

11 La linealidad del DAC se calcula usando:

Rango de cuentas reducido de 48 a 4095, rango de 0 a VREF.

Rango de cuentas reducido de 48 a 3995, rango de 0 a VDD.

Carga de salida del DAC = 10 k Ω y 50 pF.

12 Las especificaciones de rendimiento de memoria Flash/EE son calificadas según las Especificaciones JEDEC (Retención de Datos) y las Especificaciones de Proyecto A117 JEDEC (Resistencia).

13 Los ciclos de resistencia se evalúan bajo las siguientes condiciones:

Modo = Programación Byte, Ciclo de Borrado de Página.

Ciclo de Diseño = de 00H a FFH

Tiempo de Borrado = 20 ms

Tiempo de Programación = 100 μ s

14 La corriente IDD en orden de frecuencias MCLKIN se toma típicamente por:

$$\text{Modo Normal (VDD = 5 V):} \quad \text{IDD} = (1.6 \text{ nAs} \times \text{MCLKIN}) + 6 \text{ mA}$$

$$\text{Modo Normal (VDD = 3 V):} \quad \text{IDD} = (0.8 \text{ nAs} \times \text{MCLKIN}) + 3 \text{ mA}$$

$$\text{Modo Parado (VDD = 5 V):} \quad \text{IDD} = (0.75 \text{ nAs} \times \text{MCLKIN}) + 6 \text{ mA}$$

$$\text{Modo Parado (VDD = 3 V):} \quad \text{IDD} = (0.25 \text{ nAs} \times \text{MCLKIN}) + 3 \text{ mA}$$

Donde MCLKIN es la frecuencia de oscilación en MHz y el resultado de IDD es en mA.

15 Las intensidades IDD se expresan como una suma de corrientes de la fuente de alimentación analógica y digital durante el funcionamiento normal del MicroConvertidor.

16 La corriente IDD no se mide durante los ciclos de borrado y programación de Flash/EE; la intensidad IDD se ve incrementada típicamente en 10 mA durante estos ciclos.

17 IDD Analógica = 2 mA (típica) en funcionamiento normal (VREF interna y los periféricos ADC y DAC encendidos).

18 EA = Port0 = DVDD, XTAL1 (Entrada) conectado a DVDD durante esta medida.

Las especificaciones no han sido probadas en producción, pero si son soportadas por los datos de caracterización en la publicación inicial del producto.

Especificaciones de Temporización: Ver páginas 46–55.

Las especificaciones están sujetas a modificaciones sin previo aviso.

Por favor, consulte la Guía de Usuario, la Guía de Referencia Rápida, las Notas de Aplicación y la Hoja de Errata de Silicon en www.analog.com/microconverter para información adicional.

2.5.2.4 Rangos Máximos Absolutos*

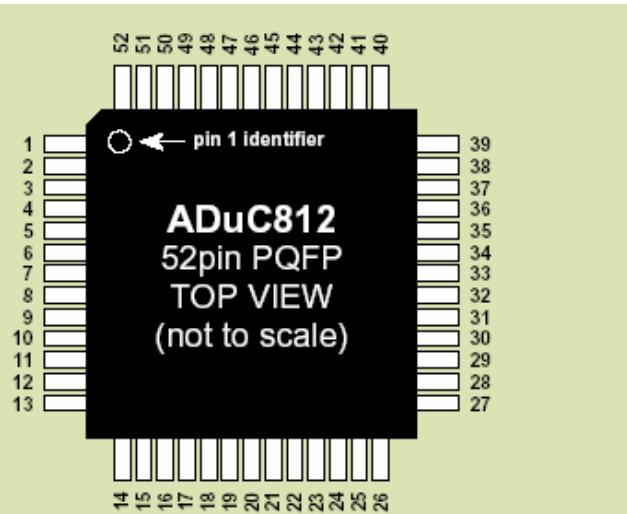
(TA = 25 °C, a menos que se indique lo contrario.)

AVDD a DVDD	-0.3 V a +0.3 V
AGND a DGND	-0.3 V a +0.3 V
DVDD a DGND, AVDD a AGND	-0.3 V a +7 V
Voltaje de Entrada Digital a DGND	-0.3 V a DVDD + 0.3 V
Voltaje de Salida Digital a DGND	-0.3 V a DVDD + 0.3 V
VREF a AGND	-0.3 V a AVDD + 0.3 V
Entradas Analógicas a AGND	-0.3 V a AVDD + 0.3 V
Rango Industrial de Temperatura de Funcionamiento (Versión B)	
.....	-40 °C a +85 °C
Rango de Temperatura de Almacenamiento ..	-65 °C a +150 °C
Temperatura de Unión	150 °C
Impedancia Termal èJA	90 °C/W
Temperatura de Conducción, Soldadura	
A Fase Vapor (60 segundos)	215 °C
Infrarrojos (15 segundos)	220 °C

*Someter a valores por encima de los enumerados en los Rangos Máximos Absolutos puede causar daño permanente en el dispositivo. Éstos son los únicos rangos de trabajo; la operación funcional del dispositivo a éstas u otras condiciones superiores a las enumeradas en las secciones de operación de las especificaciones no están implícitas. La exposición a condiciones de rangos máximos absolutos por periodos prolongados puede afectar la fiabilidad del dispositivo.

2.5.2.5 Configuración de los Pines

1	P1.0 / ADC0 / T2
2	P1.1 / ADC1 / T2EX
3	P1.2 / ADC2
4	P1.3 / ADC3
5	AV _{DD}
6	AGND
7	C _{REF}
8	V _{REF}
9	DAC0
10	DAC1
11	P1.4 / ADC4
12	P1.5 / ADC5 / SS
13	P1.6 / ADC6



14	P1.7 / ADC7
15	RESET
16	P3.0 / RxD
17	P3.1 / TxD
18	P3.2 / INT0
19	P3.3 / INT1 / MISO
20	DV _{DD}
21	DGND
22	P3.4 / T0
23	P3.5 / T1 / CONVST
24	P3.6 / WR
25	P3.7 / RD
26	SCLOCK

27	SDATA / MOSI
28	P2.0 / A8 / A16
29	P2.1 / A9 / A17
30	P2.2 / A10 / A18
31	P2.3 / A11 / A19
32	XTAL1 (in)
33	XTAL2 (out)
34	DV _{DD}
35	DGND
36	P2.4 / A12 / A20
37	P2.5 / A13 / A21
38	P2.6 / A14 / A22
39	P2.7 / A15 / A23

40	EA
41	PSEN
42	ALE
43	P0.0 / AD0
44	P0.1 / AD1
45	P0.2 / AD2
46	P0.3 / AD3
47	DGND
48	DV _{DD}
49	P0.4 / AD4
50	P0.5 / AD5
51	P0.6 / AD6
52	P0.7 / AD7

Figura 25. Configuración de los pines

2.5.2.6 Descripción Funcional de los Pines

Mnemonic	Type	Function
DV _{DD}	P	Digital Positive Supply Voltage, 3 V or 5 V Nominal.
AV _{DD}	P	Analog Positive Supply Voltage, 3 V or 5 V Nominal.
C _{REF}	I	Decoupling Input for On-Chip Reference. Connect 0.1 μ F between this pin and AGND.
V _{REF}	I/O	Reference Input/Output. This pin is connected to the internal reference through a series resistor and is the reference source for the ADC. The nominal internal reference voltage is 2.5 V, which appears at the pin. This pin can be overdriven by an external reference.
AGND	G	Analog Ground. Ground reference point for the analog circuitry.
P1.0–P1.7	I	Port 1 is an 8-bit input port only. Unlike other ports, Port 1 defaults to Analog Input mode. To configure any of these Port Pins as a digital input, write a 0 to the port bit. Port 1 pins are multifunctional and share the following functionality.
ADC0–ADC7	I	Analog Inputs. Eight single-ended analog inputs. Channel selection is via ADCCON2 SFR.
T2	I	Timer 2 Digital Input. Input to Timer/Counter 2. When enabled, Counter 2 is incremented in response to a 1 to 0 transition of the T2 input.
T2EX	I	Digital Input. Capture/Reload trigger for Counter 2; also functions as an Up/Down control input for Counter 2.
SS	I	Slave Select Input for the SPI Interface.
SDATA	I/O	User selectable, I ² C Compatible or SPI Data Input/Output Pin.
SCLOCK	I/O	Serial Clock Pin for I ² C Compatible or SPI Serial Interface Clock.
MOSI	I/O	SPI Master Output/Slave Input Data I/O Pin for SPI Interface.
MISO	I/O	SPI Master Input/Slave Output Data I/O Pin for SPI Serial Interface.
DAC0	O	Voltage Output from DAC0.
DAC1	O	Voltage Output from DAC1.
RESET	I	Digital Input. A high level on this pin for 24 master clock cycles while the oscillator is running resets the device. External power-on reset (POR) circuitry must be implemented to drive the RESET pin as described in the Power-On Reset Operation section.
P3.0–P3.7	I/O	Port 3 is a bidirectional port with internal pull-up resistors. Port 3 pins that have 1s written to them are pulled high by the internal pull-up resistors; in that state they can be used as inputs. As inputs, Port 3 pins being pulled externally low will source current because of the internal pull-up resistors. Port 3 pins also contain various secondary functions that are described below.
RxD	I/O	Receiver Data Input (Asynchronous) or Data Input/Output (Synchronous) of Serial (UART) Port
TxD	O	Transmitter Data Output (Asynchronous) or Clock Output (Synchronous) of Serial (UART) Port
INT0	I	Interrupt 0, programmable edge or level triggered Interrupt input, INT0 can be programmed to one of two priority levels. This pin can also be used as a gate control input to Timer 0.
INT1	I	Interrupt 1, programmable edge or level triggered Interrupt input, INT1 can be programmed to one of two priority levels. This pin can also be used as a gate control input to Timer 1.
T0	I	Timer/Counter 0 Input.
T1	I	Timer/Counter 1 Input.
CONVST	I	Active Low Convert Start Logic Input for the ADC Block when the External Convert Start Function is Enabled. A low-to-high transition on this input puts the track-and-hold into its hold mode and starts conversion.
WR	O	Write Control Signal, Logic Output. Latches the data byte from Port 0 into the external data memory.
RD	O	Read Control Signal, Logic Output. Enables the external data memory to Port 0.
XTAL2	O	Output of the Inverting Oscillator Amplifier.
XTAL1	I	Input to the Inverting Oscillator Amplifier and to the Internal Clock Generator Circuits.
DGND	G	Digital Ground. Ground reference point for the digital circuitry.
P2.0–P2.7 (A8–A15) (A16–A23)	I/O	Port 2 is a bidirectional port with internal pull-up resistors. Port 2 pins that have 1s written to them are pulled high by the internal pull-up resistors; in that state they can be used as inputs. As inputs, Port 2 pins being pulled externally low will source current because of the internal pull-up resistors. Port 2 emits the high order address bytes during fetches from external program memory and middle and high order address bytes during accesses to the external 24-bit external data memory space.
PSEN	O	Program Store Enable, Logic Output. This output is a control signal that enables the external program memory to the bus during external fetch operations. It is active every six oscillator periods except during external data memory accesses. This pin remains high during internal program execution. PSEN can also be used to enable serial download mode when pulled low through a resistor on power-up or RESET.
ALE	O	Address Latch Enable, Logic Output. This output is used to latch the low byte (and page byte for 24-bit address space accesses) of the address into external memory during normal operation. It is activated every six oscillator periods except during an external data memory access.
EA	I	External Access Enable, Logic Input. When held high, this input enables the device to fetch code from internal program memory locations 0000H to 1FFFH. When held low, this input enables the device to fetch all instructions from external program memory.
P0.7–P0.0 (A0–A7)	I/O	Port 0 is an 8-bit open-drain bidirectional I/O port. Port 0 pins that have 1s written to them float and in that state can be used as high impedance inputs. Port 0 is also the multiplexed low order address and data bus during accesses to external program or data memory. In this application, it uses strong internal pull-ups when emitting 1s.

2.5.2.7 Especificaciones ADC

No linealidad Integral

Ésta es la máxima desviación de cualquier cuenta de una línea recta que pasa por los extremos de la función de transferencia del ADC.

Los extremos de la función de transferencia es a escala cero, un punto 1/2 LSB por debajo de la primera cuenta de transición y a fondo de escala, un punto 1/2 LSB por encima de la última cuenta de la transición.

No linealidad Diferencial

Esta es la diferencia entre la medida y la ideal de 1 LSB entre dos cuentas consecutivas en el ADC.

Error de Desplazamiento

Esta es la desviación de la transición de la primera cuenta (0000...000) a (0000...001) de la ideal, es decir, +1/2 LSB.

Error de Fondo de Escala

Esta es la desviación de la transmisión de la última cuenta ideal de voltaje AIN (Fondo de Escala – 1.5 LSB) después de que haya sido ajustado el error de desplazamiento.

Relación Señal a (Ruido + Distorsión)

Esta es la relación medida de la señal a (ruido + distorsión) en la salida del ADC. La señal es la amplitud RMS fundamental. El ruido es la suma RMS de todas las señales no fundamentales hasta la mitad de la frecuencia de muestreo ($f_S/2$), excluyendo DC. La relación se procesa, a muchos niveles, la de menor cuantificación es de ruido. La relación teórica de señal a (ruido + distorsión) para un convertidor ideal de N-Bit con una entrada de onda sinusoidal viene dada por:

$$\text{Señal a (Ruido + Distorsión)} = (6.02N + 1.76) \text{ dB} \quad (16)$$

Así para un convertidor de 12-bit, la relación es de 74 dB.

Distorsión Harmónica Total

La distorsión harmónica total es la relación del sumatorio RMS de los harmónicos fundamentales.

2.5.2.8 Especificaciones DAC

Precisión Relativa

La precisión relativa o linealidad de extremos es una medida de la desviación máxima de una línea recta que pasa por los extremos de la función de transferencia del DAC. Se mide después de ajustar el error de escala cero y el de fondo de escala.

Tiempo de Estabilización del Voltaje de Salida

Es el tiempo necesario que tarda la salida en estabilizarse a un nivel especificado para un cambio de fondo de escala de entrada.

Impulso de Interferencia Digital-a-Analógico

Es la cantidad de carga inyectada en la salida analógica cuando la entrada cambia de estado. Se especifica como el área de interferencia en nV segundo.

2.5.2.9 Organización de la Memoria

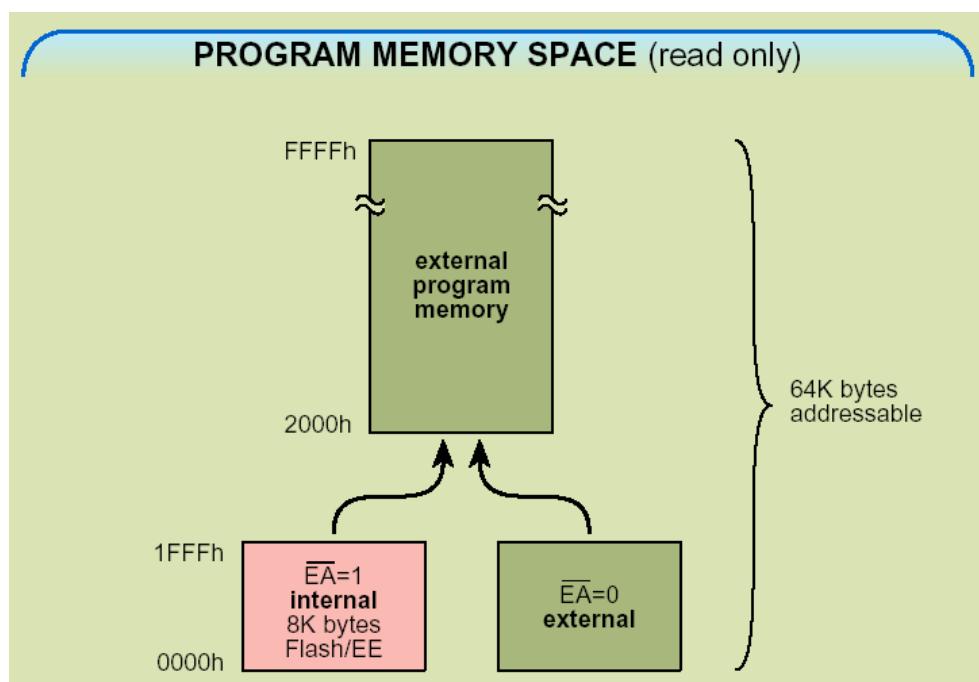


Figura 26. Espacio de memoria de programa

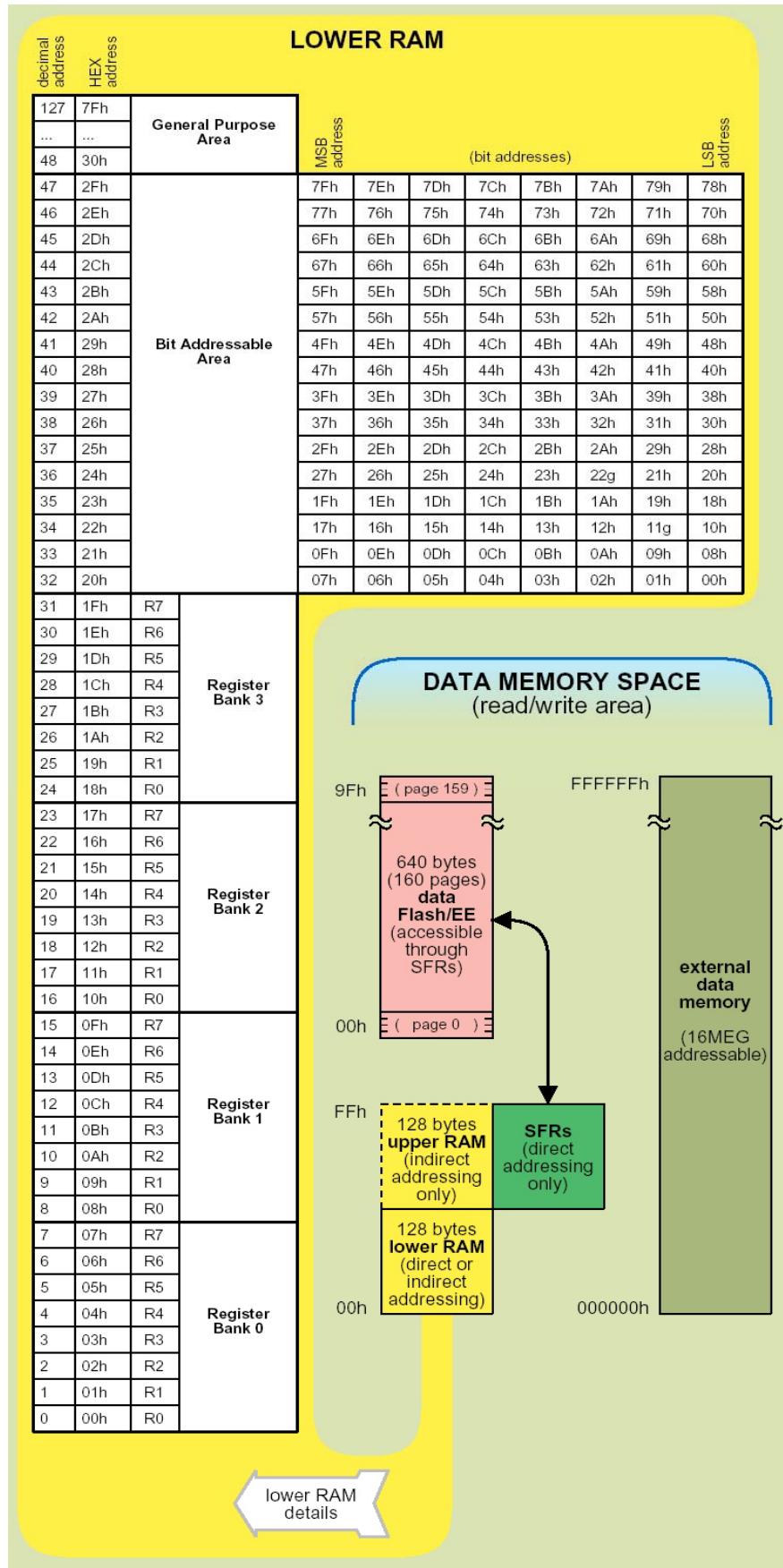


Figura 27. Espacio de memoria de datos

2.5.2.10 Registros de Función Especial

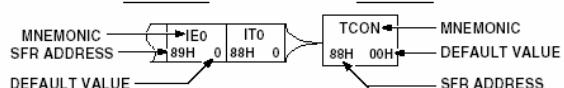
Todos los registros excepto el Contador de Programa y los cuatro bancos de registros de uso general residen en el área de Registro de Función Especial (SFR). Los registros SFR incluyen el control, la configuración y los registros de datos que proporcionan una interfaz entre la CPU y otros periféricos del chip.

La Figura 28 muestra un mapa completo de la memoria SFR y el contenido de los registros SFR por defecto. Los registros no ocupados se muestran mediante un sombreado oscuro (NOT USED). Los registros no ocupados en el espacio de direcciones SFR no están implementados, es decir, no existe registro en esa localización. Si se lee un lugar no ocupado, se devuelve un valor no especificado. Los registros SFR reservados para pruebas en el chip se muestran mediante un sombreado claro (RESERVED) y no se debe acceder a través de usuario software. Dieciséis de los registros SFR también son accesibles tipo bit y se denota por "1", es decir, los registros accesibles tipo bit son aquellos cuya dirección termina en 0H o 8H.

ISPI FFH 0	WCOL FEH 0	SPE FDH 0	SPIM FCH 0	CPOL FBH 0	CPHA FAH 0	SPR1 F9H 0	SPR0 F8H 0	BITS	SPICON ¹ F8H 00H	DAC0L F9H 00H	DAC0H FAH 00H	DAC1L FBH 00H	DAC1H FCH 00H	DACCON FDH 04H	RESERVED	NOT USED
F7H 0	F6H 0	F5H 0	F4H 0	F3H 0	F2H 0	F1H 0	F0H 0	BITS	B ¹ F0H 00H	ADCOFSL ² F1H 00H	ADCOFSH ² F2H 20H	ADCGAINL ² F3H 00H	ADCGAINH ² F4H 00H	ADCCON3 F5H 00H	RESERVED	SPIDAT F7H 00H
MDO EFH 0	MDE EEH 0	MCO EDH 0	MDI ECH 0	I2CM EBH 0	I2CRS EAH 0	I2CTX E9H 0	I2CI E8H 0	BITS	I2CCON ¹ E8H 00H	RESERVED	RESERVED	RESERVED	RESERVED	RESERVED	RESERVED	ADCCON1 EFH 20H
E7H 0	E6H 0	E5H 0	E4H 0	E3H 0	E2H 0	E1H 0	E0H 0	BITS	ACC ¹ E0H 00H	RESERVED	RESERVED	RESERVED	RESERVED	RESERVED	RESERVED	RESERVED
ADC1 DFH 0	DMA DEH 0	CCONV DDH 0	SCONV DCH 0	CS3 DBH 0	CS2 DAH 0	CS1 D9H 0	CS0 D8H 0	BITS	ADCCON2 ¹ D8H 00H	ADCDATAL D9H 00H	ADCDATAH DAH 00H	RESERVED	RESERVED	RESERVED	RESERVED	PSMCON DFH DEH
CY D7H 0	AC D6H 0	FO D5H 0	RS1 D4H 0	RS0 D3H 0	OV D2H 0	FI D1H 0	P D0H 0	BITS	PSW ¹ D0H 00H	RESERVED	DMAL D2H 00H	DMAH D3H 00H	DMAP D4H 00H	RESERVED	RESERVED	RESERVED
TF2 CFH 0	EXF2 CEH 0	RCLK CDH 0	TCLK CCH 0	EXEN2 CBH 0	TR2 CAH 0	CNT2 C9H 0	CAP2 C8H 0	BITS	T2CON ¹ C8H 00H	RESERVED	RCAP2L CAH 00H	RCAP2H CBH 00H	TL2 CCH 00H	TH2 CDH 00H	RESERVED	RESERVED
PRE2 C7H 0	PRE1 C6H 0	PRE0 C5H 0	C4H 0	WDR1 C3H 0	WDR2 C2H 0	WDS C1H 0	WDE C0H 0	BITS	WDCON ¹ C0H 00H	NOT USED	NOT USED	NOT USED	ETIM3 C4H C9H	RESERVED	EDARL C6H 00H	RESERVED
PSI BFH 0	PADC BEH 0	PT2 BDH 0	PS BCH 0	PT1 BBH 0	PX1 BAH 0	PT0 B9H 0	PX0 B8H 0	BITS	IP ¹ B8H 00H	ECON B9H 00H	ETIM1 BAH 52H	ETIM2 BBH 04H	EDATA1 BCH 00H	EDATA2 BDH 00H	EDATA3 BEH 00H	EDATA4 BFH 00H
RD B7H 1	WR B6H 1	T1 B5H 1	To B4H 1	INT1 B3H 1	INT0 B2H 1	TxD B1H 1	RxD B0H 1	BITS	P3 ¹ B0H FFH	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED
EA AFH 0	EADC AEH 0	ET2 ADH 0	ES ACH 0	ET1 ABH 0	EX1 AAH 0	ETO A9H 0	EX0 A8H 0	BITS	IE ¹ A8H 00H	IE2 A9H 00H	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED
A7H 1	A6H 1	A5H 1	A4H 1	A3H 1	A2H 1	A1H 1	A0H 1	BITS	P2 ¹ A0H FFH	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED
SM0 9FH 0	SM1 9EH 0	SM2 9DH 0	REN 9CH 0	TB8 9BH 0	RB8 9AH 0	TI 99H 0	RI 98H 0	BITS	SCON ¹ 98H 00H	SBUF 99H 00H	I2CDAT 9AH 00H	I2CADD 9BH 55H	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED
97H 1	96H 1	95H 1	94H 1	93H 1	92H 1	91H 1	T2EX 90H 1	T2 90H 1	BITS	P1 ^{1,3} 90H FFH	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED	NOT USED
TF1 8FH 0	TR1 8EH 0	TF0 8DH 0	TR0 8CH 0	IE1 8BH 0	IT1 8AH 0	IE0 89H 0	IT0 88H 0	BITS	TCON ¹ 88H 00H	TMOD 89H 00H	TL0 8AH 00H	TL1 8BH 00H	TH0 8CH 00H	TH1 8DH 00H	NOT USED	NOT USED
87H 1	86H 1	85H 1	84H 1	83H 1	82H 1	81H 1	80H 1	BITS	P0 ¹ 80H FFH	SP 81H 07H	DPL 82H 00H	DPH 83H 00H	DPP 84H 00H	RESERVED	RESERVED	PCON 87H 00H

SFR MAP KEY:

THESE BITS ARE CONTAINED IN THIS BYTE.



SFR NOTES

¹SFRs WHOSE ADDRESS ENDS IN 0H OR 8H ARE BIT ADDRESSABLE.²CALIBRATION COEFFICIENTS ARE PRECONFIGURED ON POWER-UP TO FACTORY CALIBRATED VALUES.³THE PRIMARY FUNCTION OF PORT 1 IS AS AN ANALOG INPUT PORT; THEREFORE, TO ENABLE THE DIGITAL SECONDARY FUNCTIONS ON THESE PORT PINS, WRITE A "0" TO THE CORRESPONDING PORT 1 SFR BIT.

Figura 28. Ubicación de los registros de función especial y valores de reset

2.5.2.10.1 Descripción de los Registros de Función Especial

ADCCON1	ADC Control register #1
ADCCON1.7	ADC power control bits
ADCCON1.6	[shldn, norm, autoshdn, autostry]
ADCCON1.5	conversion time = 15.5 / ADCclk
ADCCON1.4	ADCclk = Mclk / [1,2,4,8]
ADCCON1.3	acquisition time select bits
ADCCON1.2	acq time = [1,2,3,4] / ADCclk
ADCCON1.1	Timer2 convert enable
ADCCON1.0	external CONVST enable
ADCCON2	ADC Control register #2
ADCI	ADC interrupt flag
DMA	DMA mode enable
CCONV	continuous conversion enable bit
SCONV	single conversion start bit
CS3	input channel select bits
CS2	0000 - 0111 = ADC0 - ADC7
CS1	1000 = temperature sensor
CS0	1111 = "HALT" command (DMA mode only)
ADCCON3	ADC Control register #3
ADCCON3.7	busy indicator flag (0=ADC not active)
ADCCON3.6	(this bit must contain zero)
ADCCON3.5	(this bit must contain zero)
ADCCON3.4	(this bit must contain zero)
ADCCON3.3	(this bit must contain zero)
ADCCON3.2	(this bit must contain zero)
ADCCON3.1	(this bit must contain zero)
ADCCON3.0	(this bit must contain zero)
ADCDATAH	ADC Data registers
ADCDATAL	ADC Data registers
DMAP,DMAH,DMAL	DMA address pointer
ADCGAINH	ADC Gain
ADCGAINL	calibration coefficients
ADCOFSH	ADC Offset
ADCOFSL	calibration coefficients
DACCON	DAC Control register
DACCON.7	ModeSelect (0=12bit, 1=8bit)
DACCON.6	DAC1 RangeSelect (0=VREF, 1=VDD)
DACCON.5	DAC0 RangeSelect (0=VREF, 1=VDD)
DACCON.4	Clear DAC1 (0=0V, 1=normal operation)
DACCON.3	Clear DAC0 (0=0V, 1=normal operation)
DACCON.2	Synchronous Update (1=asynchronous)
DACCON.1	Powerdown DAC1 (0=off, 1=on)
DACCON.0	Powerdown DAC0 (0=off, 1=on)
DAC1H,DAC1L	DAC1 data registers
DAC0H,DAC0L	DAC0 data registers
ECON	data EE/FLASH command register
01h	READ
02h	WRITE
03h	(reserved)
04h	VERIFY
05h	ERASE
06h	ERASE ALL
EADRL	data EE/FLASH address register
EDATA1,EDATA2,EDATA3,EDATA4	data EE/FLASH Data registers
ETIM1,ETIM2,ETIM3	EE/FLASH timing regs
SPICON	SPI Control register
ISPI	SPI interrupt (set at end of SPI transfer)
WCOL	write collision error flag
SPE	SPI enable (0=disable SPI & enable I2C)
SPIM	master mode select (0=slave)
CPOL	clock polarity select (0=SCLK idles low)
CPHA	clock phase select (0=leading edge latch)
SPR1	SPI bitrate select bits
SPRO	bitrate = Fosc/[4, 8, 32, 64]
SPIDAT	SPI Data register
I2CCON	I2C Control register
MDO	master mode SDATA output bit
MDE	master mode SDATA output enable
MCO	master mode SCLK bit
MDI	master mode SDATA input bit
I2CM	master mode select
I2CRS	serial port reset
I2CTX	transmission direction status
I2CI	serial interface interrupt
I2CADD	I2C Address register
I2CDAT	I2C Data register
WDCON	Watchdog Timer control register
PRE2	watchdog timeout selection bits
PRE1	timeout=[16,32,64,128,256,512,1024,2048]ms
PRE0	
WDR1	watchdog timer refresh bits
WDR2	set sequentially to refresh watchdog
WDS	watchdog status flag
WDE	watchdog enable
PSMCON	Power Supply Monitor control register
PSMCON.7	(not used)
PSMCON.6	PSM status bit (1=normal / 0=fault)
PSMCON.5	PSM interrupt bit
PSMCON.4	trip point select bits
PSMCON.3	[4.63V, 4.37V, 3.08V, 2.93V, 2.63V]
PSMCON.2	
PSMCON.1	AVDD/DVDD fault indicator (1=AVDD / 0=DVDD)
PSMCON.0	PSM powerdown control (1=on / 0=off)
SP	Stack Pointer
IE	Interrupt Enable register #1
EA	enable interrupts (0=all interrupts disabled)
EADC	enable ADC1 (ADC interrupt)
ET2	enable TF2/EXF2 (Timer2 overflow interrupt)
ES	enable RI/TI (serial port interrupt)
ET1	enable TF1 (Timer1 overflow interrupt)
EX1	enable IE1 (external interrupt 1)
ET0	enable TF0 (Timer0 overflow interrupt)
EX0	enable IE0 (external interrupt 0)
IE2	Interrupt Enable register #2
IE2.1	enable PSMI (power supply monitor interrupt)
IE2.0	enable ISPI/I2CI (serial Interface interrupt)
IP	Interrupt Priority register
PSI	priority of ISPI/I2CI (serial interface interrupt)
PADC	priority of ADC1 (ADC interrupt)
PT2	priority of TF2/EXF2 (Timer2 overflow interrupt)
PS	priority of RI/TI (serial port interrupt)
PT1	priority of TF1 (Timer1 overflow interrupt)
PX1	priority of IE1 (external INT1)
PT0	priority of TF0 (Timer0 overflow interrupt)
PX0	priority of IE0 (external INTO)
TMOD	Timer Mode register
TMOD.3/7	gate control bit (0=ignore INTx)
TMOD.2/6	counter/timer select bit (0=timer)
TMOD.1/5	timer mode selector bits
TMOD.0/4	[13bit T, 16bit T/C, 8bit/T/Creload, 2x8bit T] (upper nibble = Timer1, lower nibble = Timer0)
TCON	Timer Control register
TF1	Timer1 overflow flag (auto cleared on vector to ISR)
TR1	Timer1 run control (0=off, 1=run)
TF0	Timer0 overflow flag (auto cleared on vector to ISR)
TR0	Timer0 run control (0=off, 1=run)
IE1	external INT1 flag (auto cleared on vector to ISR)
IT1	IE1 type (0=edge trig, 1=edge trig)
IE0	external INTO flag (auto cleared on vector to ISR)
IT0	IE0 type (0=edge trig, 1=edge trig)
TH0,TL0	Timer0 registers
TH1,TL1	Timer1 registers
T2CON	Timer2 Control register
TF2	overflow flag
EXF2	external flag
RCLK	receive clock enable (0=Timer1 used for RxD clk)
TCLK	transmit clock enable (0=Timer1 used for TxR clk)
EXEN2	external enable (0=ignore T2EX, 1=cap/rld on T2EX)
TR2	run control (0=stop, 1=run)
CNT2	timer/counter select (0=timer, 1=counter)
CAP2	capture/reload select (0=reload, 1=capture)
TH2,TL2	Timer2 register
RCAP2H,RCAP2L	Timer2 Reload/Capture
P0	Port0 register (also A0-A7 & D0-D7)
P1	Port1 register (analog & digital inputs)
T2EX	timer/counter 2 capture/reload trigger
T2	timer/counter 2 external input
P2	Port2 register (also A8-A15 & A16-A23)
P3	Port3 register
RD	external data memory read strobe
WR	external data memory write strobe
T1	timer/counter 1 external input
TO	timer/counter 0 external input
INT1	external interrupt 1
INT0	external interrupt 0
TxD	serial port transmit data line
RxD	serial port receive data line
SCON	Serial communications Control register
SM0	UART mode control bits baud rate:
SM1	00 - 8bit shift register - Fosc/12 01 - 8bit UART - TimerOverflowRate/32(x2) 10 - 9bit UART - Fosc/64(x2) 11 - 9bit UART - TimerOverflowRate/32(x2)
SM2	in modes 2&3, enables multiprocessor communication
REN	receive enable control bit
TB8	in modes 2&3, 9th bit transmitted
RB8	in modes 2&3, 9th bit received
TI	transmit interrupt flag
RI	receive interrupt flag
SBUF	Serial port Buffer register
PCON	Power Control register
PCON.7	double baud rate control
PCON.4	ALE disable (0=normal, 1=forces ALE high)
PCON.3	general purpose flag
PCON.2	general purpose flag
PCON.1	power-down control bit (recoverable with hard reset)
PCON.0	idle-mode control (recoverable with enabled interrupt)
PSW	Program Status Word
CY	carry flag
AC	auxiliary carry flag
F0	general purpose flag 0
RS1	register bank select control bits
RS0	active register bank = [0,1,2,3]
OV	overflow flag
F1	general purpose flag 1
P	parity of ACC
DPP	Data Pointer Page
DPH,DPL (DPTR)	Data Pointer
ACC	Accumulator
B	auxiliary math register

Figura 29. Descripción de los registros de función especial

2.5.2.11 Juego de Instrucciones

INSTRUCTION SET						
Arithmetic Operations			Legend			
ADD A,source	add source to A	bytes 1,2	CSC 12	Rn	register addressing using R0-R7	
ADD A,#data		2	12	direct	8bit internal address (00h-FFh)	
ADDC A,source	add with carry	1,2	12	@Ri	indirect addressing using R0 or R1	
ADDC A,#data		2	12	source	any of [Rn, direct, @Ri]	
SUBB A,source	subtract from A with borrow	1,2	12	dest	any of [Rn, direct, @Ri]	
SUBB A,#data		2	12	#data	8bit constant included in instruction	
INC A		1	12	#data16	16bit constant included in instruction	
INC source	increment	1,2	12	bit	8bit direct address of bit	
INC DPTR *		1	24	rel	signed 8bit offset	
DEC A	decrement	1	12	addr11	11bit address in current 2K page	
DEC source		1,2	12	addr16	16bit address	
MUL AB	multiply A by B	1	48	* INC DPTR increments the 24bit value DPP/DPH/DPL		
DIV AB	divide A by B	1	48			
DA A	decimal adjust	1	12			
Data Transfer Operations			Logical Operations			
MOV A,source		1,2	12	ANL A,source	bytes 1,2	
MOV A,#data		2	12	ANL A,#data	12	
MOV dest,A	move source to destination	1,2	12	ANL direct,A	12	
MOV dest,source		1,2,3	24	ANL direct,#data	24	
MOV dest,#data		2,3	12,24	ORL A,source	1,2	
MOV DPTR,#data16		3	24	ORL A,#data	12	
MOVC A,@A+DPTR	move from code memory	1	24	ORL direct,A	12	
MOVC A,@A+PC		1	24	ORL direct,#data	24	
MOVX A,@Ri		1	24	XRL A,source	1,2	
MOVX A,@DPTR	move to/from data memory	1	24	XRL A,#data	12	
MOVX @Ri,A		1	24	XRL direct,A	12	
MOVX @DPTR,A		1	24	XRL direct,#data	24	
PUSH direct	push onto stack	2	24	CLR A	clear A to zero	
POP direct	pop from stack	2	24	CPL A	complement A	
XCH A,source	exchange bytes	1,2	12	RL A	rotate A left	
XCHD A,@Ri	exchg low digits	1	12	RLC A	...through C	
Program Branching			RR A			
ACALL addr11	call subroutine	2	24	RR A	rotate A right	
LCALL addr16		3	24	RRC A	...through C	
RET	return from sub.	1	24	SWAP A	swap nibbles	
RETI	return from int.	1	24			
AJMP addr11		2	24			
LJMP addr16	jump	3	24			
SJMP rel		2	24			
JMP @A+DPTR		1	24			
JZ rel	jump if A = 0	2	24			
JNZ rel	jump if A not 0	2	24			
CJNE A,direct,rel		3	24			
CJNE A,#data,rel	compare and jump if not equal	3	24			
CJNE Rn,#data,rel		3	24			
CJNE @Ri,#data,rel		2	24			
DJNZ Rn,rel	decrement and jump if not zero	2	24			
DJNZ direct,rel		3	24			
NOP	no operation	1	12			
Boolean Variable Manipulation						
CLR C	clear bit to zero	1	12			
CLR bit		2	12			
SETB C	set bit to one	1	12			
SETB bit		2	12			
CPL C	complement bit	1	12			
CPL bit		2	12			
ANL C,bit	AND bit with C	2	24			
ANL C,/bit	...NOTbit with C	2	24			
ORL C,bit	OR bit with C	2	24			
ORL C,/bit	...NOTbit with C	2	24			
MOV C,bit	move bit to bit	2	12			
MOV bit,C		2	24			
JC rel	jump if C set	2	24			
JNC rel	jmp if C not set	2	24			
JB bit,rel	jump if bit set	3	24			
JNB bit,rel	jmp if bit not set	3	24			
JBC bit,rel	jmp&clear if set	3	24			

Figura 30. Juego de instrucciones

2.5.2.12 Directivas de ensamblador

ASSEMBLER DIRECTIVES	
EQU	define symbol
DATA	define internal memory symbol
IDATA	define indirect addressing symbol
XDATA	define external memory symbol
BIT	define internal bit memory symbol
CODE	define program memory symbol
DS	reserve bytes of data memory
DBIT	reserve bits of bit memory
DB	store byte values in program memory
DW	store word values in program memory
ORG	set segment location counter
END	end of assembly source file
CSEG	select program memory space
XSEG	select external data memory space
DSEG	select internal data memory space
ISEG	select indirectly addressed internal data memory space
BSEG	select bit addressable memory space

Figura 31. Directivas de ensamblador

2.5.2.13 Direcciones de los Vectores de Interrupción

INTERRUPT VECTOR ADDRESSES			
Interrupt Bit	Interrupt Name	Vector Address	Priority within Level
PSMCON.5	Power Supply Monitor Interrupt	43h	1
IE0	External Interrupt 0	03h	2
ADCI	End of ADC Conversion Interrupt	33h	3
TF0	Timer0 Overflow Interrupt	0Bh	4
IE1	External Interrupt 1	13h	5
TF1	Timer1 Overflow Interrupt	1Bh	6
ISPI/I2CI	SPI/I2C Interrupt	3Bh	7
RI/TI	UART Interrupt	23h	8
TF2/EXF2	Timer2 Interrupt	2Bh	9

Figura 32. Direcciones de los vectores de interrupción

2.6 Requisitos de Diseño

El circuito analógico debe contener un sensor de temperatura de tipo RTD PT100 y ser diseñado para poder variar los valores de tensión y corriente comprendidos dentro de un rango específico para su conexión a la Placa Emuladora SAR ADuC812.

El rango de voltaje posible aplicado a la entrada del ADC del MicroConvertidor ADuC812 está comprendido entre 0 V y VREF, donde la tensión de referencia del fabricante es de 2.5 V. Es posible la configuración del ADC tomando como referencia el valor de VDD (3 V o $5\text{ V} \pm 10\%$). Para el desarrollo del proyecto escogeremos el rango de tensión aplicado a la entrada del ADC de 0 V a 2.5 V (VREF).

Para hacer el estudio, diseño y posterior simulación del circuito analógico disponemos del programa PSpice versión 8.0 (MicroSim Schematics).

El código implementado en lenguaje ensamblador lo deberemos ensamblar, compilar y simular para después poder grabarlo en el MicroConvertidor ADuC812. El requisito del código creado deberá controlar la variación de temperatura captada por el sensor RTD PT100 mediante incrementos de tensión.

Para la parte de programación disponemos del manual del Micro ADuC812 con la lista de instrucciones, el programa necesario para ensamblar y compilar ASM51 (8051 Cross Assembler) con su manual, el programa de simulación ADSIM versión 3.650 y el programa empleado para grabar el código en el chip WSD V6.06.

Por último, el diseño de la interfaz de usuario deberá realizarse cumpliendo con los requisitos de control de temperaturas y muestreo de los datos por pantalla. En este caso, dispondremos del programa LabVIEW versión 8.5 (National Instruments) y su manual de referencia de los distintos bloques.

2.7 Análisis de Soluciones

2.7.1 Esquema General del Proyecto

El esquema general se basa en dos bloques. El primero de ellos incluye el dispositivo sensor de temperatura contenido en el circuito analógico diseñado para controlar la señal del sensor RTD dentro de un rango determinado. Esta señal la amplificaremos para poder introducirla en la placa emuladora SAR ADuC812. En este primer bloque dispondremos también de un circuito anexo que se encargará de proporcionar la tensión de alimentación de nuestro circuito analógico.

En el segundo bloque incluiremos la placa emuladora SAR ADuC812 disponiendo de los dispositivos que la componen: convertidores analógico-digital y digital-analógico y el microcontrolador ADuC812. Mediante la conexión del puerto serie RS-232 de la misma placa realizaremos la comunicación con el ordenador. De esta manera conseguiremos grabar, simular y transferir todos los datos necesarios para el control del conjunto simulador de temperatura.

En el capítulo 3 *Memoria de Cálculo* de la memoria del proyecto incluimos el esquema general de bloques.

2.7.2 Elección y Estudio del Sensor de Temperatura

Teniendo en cuenta el estudio realizado sobre sensores de temperatura en el apartado 2.5 *Fundamentos Teóricos* concretamente en el 2.5.1 *Sensores de Temperatura*, nos basaremos en las siguientes prestaciones y características a la hora de elegir el sensor de temperatura apropiado para nuestro proyecto:

- Tipología de sensor de temperatura.
- Materiales empleados para su construcción.
- Dimensiones del sensor.
- Precisión del sensor necesaria.
- Rango de temperatura admitido.
- Coeficiente de temperatura.
- Medida de circulación de corriente típica y máxima.
- Valor de autocalentamiento.
- Precio del dispositivo sensor.
- Estabilidad a corto y largo plazo.

En el capítulo 3 *Memoria de Cálculo* del proyecto incluimos los cálculos y las verificaciones realizadas al sensor de temperatura elegido.

2.7.3 Elección y Estudio del Circuito Analógico a Diseñar

Después de los estudios previos pertinentes realizados sobre el circuito a diseñar y las posteriores simulaciones mediante el programa PSpice 8.0 nos decidimos por un circuito lo más óptimo posible.

Está basado inicialmente en un circuito anexo el cual proporciona la tensión de alimentación (± 5 V) mediante un regulador de voltaje positivo, un convertidor de tensión y un diodo LED indicador de funcionamiento.

El circuito analógico principal se compone de un seguidor de tensión del voltaje de control (V_c) obtenido del DAC realizado mediante un amplificador operacional. A continuación disponemos de una Fuente de Corriente Controlada por Tensión (Circuito Howland), mediante un amplificador operacional y 4 resistencias, que nos proporcionará los incrementos de corriente (controlados por V_c) que aplicaremos al sensor RTD para simular de esta manera que alcanza una temperatura concreta. Por último, incorporamos un amplificador no inversor con la finalidad de introducir en la entrada del ADC la señal de voltaje del dispositivo sensor de temperatura con un rango adecuado. Esta etapa consta de un amplificador operacional, 3 resistencias y 2 potenciómetros.

En el capítulo 3 *Memoria de Cálculo* hemos incluido los esquemas, cálculos, mediciones y resultados simulados con el programa PSpice 8.0. Y en el capítulo 4 *Planos* hemos adjuntado los esquemas del proyecto.

2.7.4 Código Ensamblador Implementado

En base al objetivo de controlar y simular una temperatura mediante el sensor RTD, hemos implementado un código en ensamblador con un bucle principal infinito. Primero enviamos el voltaje de control (V_c) al circuito analógico a través del DAC. A continuación, realizamos una espera para el acondicionamiento y estabilización del circuito. Seguidamente, obtenemos el voltaje de salida (V_{out}) del circuito mediante interrupción del bloque ADC. El siguiente paso es transmitir “ V_{out} ” al ordenador mediante puerto serie RS-232 para que pueda ser tratado en el programa LabVIEW utilizado para la interfaz de usuario. Por último, recibimos del mismo programa del ordenador el voltaje de control a través del puerto serie para volver al inicio del bucle, enviando el valor de V_c mediante el dispositivo DAC.

En el capítulo 3 *Memoria de cálculo* incluimos el estudio completo del código ensamblador “sim_temp.asm”. Y en el capítulo 5 *Anexos* hemos adjuntado el código ensamblador con los comentarios de cada línea de instrucción y la librería “MOD812”.

2.7.5 Elección de la Interfaz de Usuario

El entorno que mostraremos por pantalla será diseñado en LabVIEW 8.5 con el fin de controlar la temperatura de consigna deseada y al mismo tiempo mostraremos los valores de control y monitorización, además de una gráfica en tiempo real reflejando las temperaturas definidas en el proyecto.

Para llevar a cabo la interfaz de usuario diseñamos un diagrama de bloques. En primer lugar, recibimos el voltaje de salida (V_{out}) del circuito analógico a través del puerto serie RS-232 (convertido a formato digital por el dispositivo ADC de la placa emulador SAR ADuC812) y le aplicamos la conversión necesaria para obtener el valor de temperatura simulada o temperatura ambiente. También obtenemos el valor, en ohmios, del sensor RTD. Este valor será real cuando actualizamos la temperatura ambiente y en cambio será un valor simulado cuando se trata del control de simulación de la temperatura consigna, debido a que nos basamos en la aplicación de incrementos y decrementos de corriente que circulará por el sensor RTD PT100. Precisamente, este valor de la corriente que circula por el sensor también se muestra por pantalla. Paralelamente al flujo de programa de bloques principal, tenemos el conjunto encargado de tratar la temperatura de consigna que introduce el usuario. Esta temperatura consigna junto a la simulada nos sirve para realizar el bloque de control proporcional para obtener el voltaje de control (V_c), que enviaremos mediante el puerto serie al microcontrolador y a través de él, con el dispositivo DAC introduciremos el voltaje a nuestro circuito analógico. Por último, tenemos el bloque de diseño de la gráfica en tiempo real que mostraremos el valor de la temperatura de consigna, simulada y ambiente en función del tiempo.

En el capítulo 3 *Memoria de cálculo* incluimos el estudio completo de la interfaz de usuario diseñada “simulador temperatura.vi”.

2.8 Resultados Finales

2.8.1 Sensor de Temperatura Elegido

El sensor de temperatura que hemos elegido posee las siguientes características técnicas:

- Tipo: Sensor de película fina tipo RDT - PT100, DIN Clase A (DIN EN 60751).
- Materiales empleados para su construcción: Película fina de Platino.
- Dimensiones del sensor: 2 x 2.3 mm (largo x ancho).
- Rango de temperatura: DIN Clase A: de -90 °C a 300 °C.
- Coeficiente de temperatura: $\alpha = 0.00385 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ (de 0 a 100 °C).
- Medida de corriente típica y máxima: $I_{\text{TYP.}} = 0.5 \text{ mA}$ y $I_{\text{MAX.}} = 7 \text{ mA}$.
- Valor de autocalentamiento: 4 mW/°C.
- Material y Diámetro de los hilos: Pt-Ni de 0.2 mm de diámetro.

2.8.2 Circuito Analógico Diseñado

El circuito analógico diseñado se dispone de los siguientes componentes nombrados a continuación:

- Sensor de temperatura RDT PT100 DIN Clase A, anteriormente mencionado.
- 2 Placas de matriz SRBP (circuito principal “FCCT” y circuito alimentación).
- 1 Compartimiento para batería 9 V 1xPP3 para montaje en PCB.
- 1 Interruptor miniatura 2 posiciones de desplazamiento para montaje en PCB.
- 2 Conectores hembra para montaje PCB, uno tipo jack y el otro de alimentación.
- 2 Interruptores táctiles para montaje en PCB, uno NA y otro NC.
- 2 Condensadores de película plástica, uno de 0.33 uF y otro de 0.1 uF de 100 Vdc.
- 1 Regulador de voltaje positivo modelo L78L05, TO-92 (+5 V).
- 1 Diodo LED de 5 mm de cápsula de color verde.
- 1 Convertidor de tensión modelo TC1121CPA, 8-Pin PDIP, $I_o = 100 \text{ mA}$ (-5 V).
- 2 Condensadores electrolíticos de 10 uF de 50 Vdc.
- 5 Terminales de interconexión de 8 vías (zócalo de 8 contactos) para PCB.
- 8 Espaciadores roscados hexagonales.
- 8 Tuercas hexagonales para fijación de espaciadores.
- 2 Conectores de 2 posiciones modelo Phoenix Contact MKDS1.5-5.08.
- 3 Amplificadores operacionales modelo LM741.
- 2 Potenciómetros de carbono, uno de 100Ω y otro de 470Ω .
- 8 Resistencias tolerancia 5 %, 0.25 W: 2 de 200Ω , 3 de $1 \text{ k}\Omega$, 2 de $2 \text{ k}\Omega$ y 1 de $22 \text{ k}\Omega$.

2.8.3 Código Ensamblador Implementado

El código ensamblador consta de los siguientes bloques de instrucciones:

- Definición de Constantes y Variables.
- Tratamiento de Interrupciones.
- Inicialización de los Registros de Función Especial.
- Inicialización de Constantes y Variables.
- Bucle Infinito para Controlar la Temperatura.
- Obtención del Voltaje de Salida “Vout” del Convertidor A/D.
- Envío de “Flag_tsim” y Voltaje de Salida “Vout” por Puerto Serie (RS-232).
- Recibir Voltaje de Control “Vc” por Puerto Serie (RS-232).
- Transmitir/Recibir cada 30 segundos la Temperatura Ambiente y cada 2 segundos la Temperatura Simulada.
- Subrutinas de Retardo.

El nombre del archivo del código ensamblador es “sim_temp.asm”. Tiene un total de 338 líneas de código y un tamaño de 12.7 kBytes. El estudio completo del programa realizado lo reflejamos en el capítulo 3 *Memoria de Cálculo*.

2.8.4 Interfaz de Usuario Diseñada

La interfaz de usuario incluye el diagrama con los bloques siguientes:

- Bloque de Introducción de Temperatura Consigna.
- Bloque Lectura Puerto Serie y Bucle de Espera de 3 Bytes (“Flag_tsim” + Vout).
- Bloque Lectura (“Flag_tsim” + Vout), Cálculo de Voltaje de Salida (Vout), de Voltaje del Sensor (VRt) y Tratamiento de Error de Lectura de Temperatura Ambiente/Simulada.
- Bloque de Cálculo de Temperatura Ambiente y Tratamiento de Error de Límites de Temperatura Ambiente.
- Bloque de Cálculo de Temperatura Simulada y Tratamiento de Error de Límites de Temperatura Simulada.
- Bloque de Cálculo de la Corriente Aplicada al Sensor (IRt).
- Bloque de Cálculo de Voltaje de Control (Vc) mediante Control Proporcional, Envío de 2 Bytes (Vc) por Puerto Serie y Tratamiento de Error de Límites de Voltaje de Control.
- Bloque de Presentación de la Gráfica de Control de Temperaturas.

El nombre del archivo del programa de la interfaz de usuario en LabVIEW 8.5 es “simulador temperatura.vi”. Tiene un tamaño de 171 kBytes. El nombre del archivo de texto que incluye los coeficientes de temperatura para el rango de -90 °C hasta +300 °C es “coeficiente temperatura.txt”. Tiene un tamaño de 3.81 kBytes.

El estudio completo del programa realizado lo reflejamos en el capítulo 3 *Memoria de Cálculo*.

3 Memoria de Cálculo

3.1 Esquema General del Proyecto

El esquema general se basa en dos bloques. El primero incluye el dispositivo sensor de temperatura RTD PT100 dentro del circuito analógico diseñado para proporcionar los incrementos de tensión necesarios para el control de la temperatura simulada. El voltaje será amplificado y posteriormente conectado a la placa emuladora SAR ADuC812. También incluimos en este primer bloque un circuito anexo encargado de alimentar a una tensión de ± 5 V el circuito analógico principal.

El segundo bloque está formado por la placa SAR ADuC812 antes mencionada incluyendo en ella los dispositivos convertidores analógico-digital y digital-analógico, el microcontrolador ADuC812 y el conector puerto serie RS-232 con el que comunicaremos directamente con el ordenador. Además, incluiremos también la interfaz de usuario creada mediante el programa LabVIEW 8.5, la cual nos servirá de plataforma de control del simulador de temperatura.

En la figura 33 observamos el esquema general del proyecto:

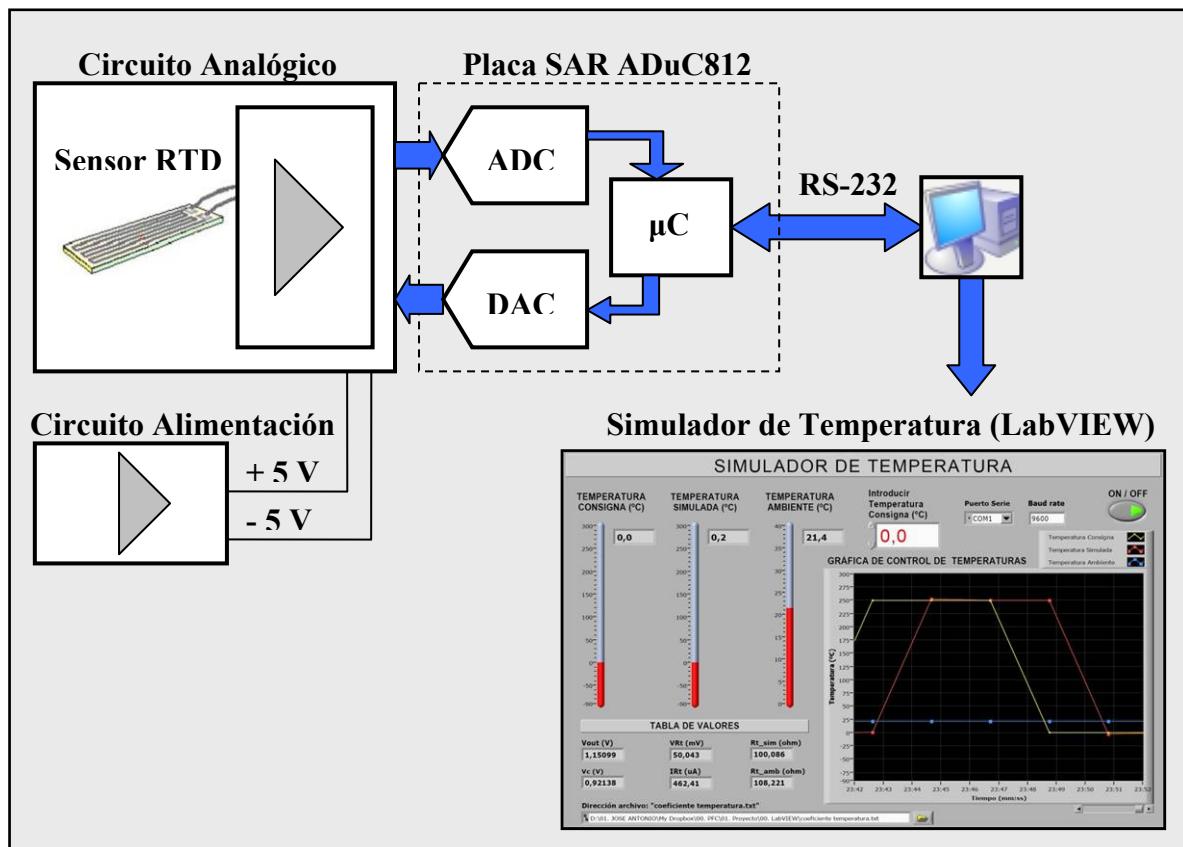


Figura 33. Esquema general del proyecto

En los siguientes apartados pasaremos a explicar el estudio de los dos bloques y sus apartados correspondientes.

3.2 Estudio del Sensor de Temperatura

A la hora de elegir el tipo de sensor de temperatura hemos tenido en cuenta los siguientes apartados estudiados:

a) Elección del rango de temperatura teniendo en cuenta los rangos de voltaje admitidos por los dispositivos ADC y DAC de la placa emuladora SAR ADuC812:

Partiremos de los datos técnicos del Sensor RTD PT100:

- DIN Clase A: rango de temperatura de **-90 °C a 300 °C**.
- Coeficiente de Temperatura: **alfa = 0.00385 °C⁻¹ (de 0 °C a 100 °C)**.
- Intensidad de medida: **0.5 mA**.
- Intensidad máxima del sensor: **7 mA**.
- Rango de voltaje admitido en configuración de la placa ADuC812: **de 0 V a 2.5 V**.

La ecuación nº 17 por ley de Ohm nos define el voltaje del sensor (V_{RT}) como el producto de la intensidad que circula por el sensor (I_{RT}) por la resistencia del mismo (R_T):

$$V_{RT} = I_{RT} \cdot R_T \quad (17)$$

Por otra parte tenemos la ecuación nº 18 que nos define la resistencia del sensor (R_T) en función del valor nominal del RTD a 0 °C (R_0), el coeficiente de temperatura (α) y la propia temperatura (T):

$$R_T = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot T) \quad (18)$$

Según nos marca la norma DIN EN 60751 en su tabla de valores básicos en ohmios para sensores de temperatura PT100 escalonados de 1 en 1 °C, podemos extraer el valor máximo y mínimo de la resistencia para nuestro rango de temperaturas (+300 °C y -90 °C, respectivamente) definido anteriormente:

$$R_{T(300\text{ }^{\circ}\text{C})} = 212.052 \text{ ohmios}$$

$$R_{T(-90\text{ }^{\circ}\text{C})} = 64.3 \text{ ohmios}$$

Pasaremos ahora a calcular los valores máximos posibles aplicables al rango definido:

$$I_{RT} = 0.5 \text{ mA} = \text{cte.}$$

$$V_{RT(300\text{ }^{\circ}\text{C})} = 0.5 \text{ mA} \cdot 212.052 \Omega = 106.026 \text{ mV}$$

$$V_{REF(MÁX.)} \text{ de } ADuC812 = 2.5 \text{ V} = V_{OUT(MÁX.)}$$

Este voltaje de salida “ $V_{OUT(MÁX.)}$ ” no podrá superar los 2.5 V configurados como valor máximo de voltaje de referencia del ADuC812. Por tanto, nuestro diseño del circuito analógico, explicado en el apartado posterior *3.3 Circuito Analógico Diseñado* deberá cumplir la siguiente ecuación:

$$V_{OUT(MÁX.)} = V_{RT(300\text{ }^{\circ}\text{C})} \cdot G \text{ (ganancia)} \quad (19)$$

De la ecuación anterior aislaremos la ganancia “G” con el objetivo de hallar su valor máximo y poder diseñar el circuito cumpliendo dicho requisito de amplificación de voltaje del sensor:

$$G = 2.5 \text{ V} / 106.026 \text{ mV} = 23.579$$

Para trabajar con el diseño del circuito analógico de una forma más cómoda y práctica, definiremos el valor de ganancia como un valor entero: **G = 23**.

De esta manera, obtendremos el valor de tensión máxima de salida del circuito analógico que introduciremos al ADC.

$$V_{OUT(300\text{ }^{\circ}\text{C})} = 106.026 \text{ mV} \cdot 23 = 2.4386 \text{ V}$$

Pasaremos ahora a calcular los valores mínimos posibles aplicables al rango definido teniendo en cuenta la ganancia calculada y definida anteriormente:

$$I_{RT} = 0.5 \text{ mA} = cte.$$

$$V_{RT(-90\text{ }^{\circ}\text{C})} = 0.5 \text{ mA} \cdot 64.3 \Omega = 32.15 \text{ mV}$$

$$V_{OUT(-90\text{ }^{\circ}\text{C})} = V_{RT(-90\text{ }^{\circ}\text{C})} \cdot G$$

$$V_{OUT(-90\text{ }^{\circ}\text{C})} = 32.15 \text{ mV} \cdot 23 = 0.73945 \text{ V}$$

b) Definición del valor del coeficiente de temperatura para el rango definido en base a la tabla de valores de resistencia de la norma DIN EN 60751:

Para definir el coeficiente aplicado a cada temperatura, hemos asignado un valor de coeficiente de temperatura por grupos de temperaturas enumerados en la tabla siguiente:

Grupo de Temperaturas (°C)	Coeficiente de Temperatura (°C ⁻¹)
-90 a -80	0.003962
-79 a 70	0.003955
-69 a -60	0.00395
-59 a -50	0.003945
-49 a -40	0.003935
-39 a -10	0.00392
-9 a 109	0.00385
110 a 119	0.003845
120 a 129	0.00384
130 a 139	0.003835
140 a 149	0.003828
150 a 159	0.00382
160 a 169	0.003812
170 a 179	0.003808
180 a 189	0.0038
190 a 199	0.003794
200 a 209	0.00379
210 a 219	0.003786
220 a 229	0.00378
230 a 239	0.003774
240 a 249	0.003767
250 a 259	0.00376
260 a 269	0.003756
270 a 279	0.00375
280 a 289	0.003744
290 a 300	0.003738

Tabla 16. Coeficiente de Temperatura por Grupos de Temperaturas

Esta simplificación la aplicamos en el diseño de bloques de la interfaz de usuario que explicaremos en el apartado 3.5.2 *Bloque de Introducción de Temperatura Consigna* de la Memoria de Cálculo.

c) Control de intensidad de corriente que circula por el sensor RTD para evitar el Efecto Joule por autocalentamiento:

Inicialmente, nos encontramos con el valor de autocalentamiento indicado en la ficha técnica del sensor:

$$E = 4 \text{ mW/}^{\circ}\text{C} = 0.25 \text{ }^{\circ}\text{C/mW}$$

Al mismo tiempo, tenemos la ecuación nº 20 que nos relaciona el incremento de temperatura que sufre el sensor por el Efecto Joule de autocalentamiento:

$$\Delta T = I_{RT}^2 \cdot R_T \cdot E \quad (20)$$

Definimos también, los valores de temperatura ambiente mínima y máxima con los que queremos que trabaje nuestro sensor PT100 junto con el resto del circuito (0 °C y 40 °C respectivamente).

$$R_{Tamb \text{ (MÁX.)}} = 115.4 \Omega \text{ (40 }^{\circ}\text{C)}$$

$$R_{Tamb \text{ (MÍN.)}} = 100 \Omega \text{ (0 }^{\circ}\text{C)}$$

Basándonos en nuestro objetivo de simulación de temperatura en el cual, para obtener la misma tensión en el sensor, variaremos la intensidad que circula por él en lugar de hacerle trabajar a una intensidad constante y volviendo a aplicar la ley de Ohm hallaremos los valores de intensidad de corriente máxima y mínima que circulará por el sensor RTD:

$$I_{RT \text{ (MÁX.)}} = V_{RT \text{ (MÁX.)}} / R_{Tamb \text{ (MÍN.)}}$$

$$I_{RT \text{ (MÁX.)}} = 106.026 \text{ mV} / 100 \Omega = \mathbf{1.06026 \text{ mA}}$$

$$I_{RT \text{ (MÍN.)}} = V_{RT \text{ (MÍN.)}} / R_{Tamb \text{ (MÁX.)}}$$

$$I_{RT \text{ (MÍN.)}} = 32.15 \text{ mV} / 115.4 \Omega = \mathbf{0.2786 \text{ mA}}$$

Para poder calcular el incremento de temperatura máximo por Efecto Joule de autocalentamiento que nos encontraremos en nuestro diseño, lo realizaremos de la siguiente manera:

$$\Delta T_{(MÁX.)} = I_{RT \text{ (MÁX.)}}^2 \cdot R_{Tamb \text{ (MÁX.)}} \cdot E$$

$$\Delta T_{(MÁX.)} = (1.06026 \text{ mA})^2 \cdot 115.4 \Omega \cdot 0.25 \text{ }^{\circ}\text{C/mW} = \mathbf{0.03258 \text{ }^{\circ}\text{C}}$$

Como podemos observar el posible incremento máximo de temperatura provocado por Efecto Joule de autocalentamiento es de 0.03258 °C si trabajamos a 40 °C, un valor suficientemente bajo como para poder influir en la medida real. Si además, suponemos que trabajamos a T_{amb} de 22 °C, el incremento de temperatura por autocalentamiento se verá reducido aún más. Podremos concluir entonces, que nuestro diseño planteado no se verá afectado por el Efecto Joule de autocalentamiento.

d) Medición, comprobación y comparación del sensor RTD PT100 con un sensor de temperatura independiente de misma resolución:

Hemos realizado la medida de la resistencia del sensor RTD mediante un multímetro en lugares a diferente temperatura ambiente. Aplicando la ecuación nº 18 de la resistencia térmica del sensor, aislaremos la variable de temperatura para comprobar que el valor obtenido es prácticamente igual si lo comparamos con el valor observado en un sensor de temperatura independiente y de la misma resolución.

El sensor de temperatura independiente utilizado es un termómetro digital estándar comercializado para uso doméstico y con una resolución de 0.1 °C.

En la siguiente tabla introducimos el valor de la resistencia del sensor PT100 medida mediante el multímetro, la temperatura calculada en base al valor medido, la temperatura observada en el sensor de temperatura independiente y la diferencia de temperatura calculada entre la temperatura medida y observada.

La resolución del multímetro empleado para la medida es de 0.01 Ω.

R _T medida del sensor RTD (Ω)	T ^a calculada del sensor RTD ⁽¹⁾ (°C)	T ^a observada en termómetro doméstico (°C)	Diferencia de temperaturas entre sensor RTD y termómetro doméstico ⁽²⁾ (°C)
107.08	18.3896	18.4	0.0104
107.58	19.6883	19.7	0.0117
107.92	20.5714	20.6	0.0286
108.64	22.4416	22.5	0.0584
108.94	23.2208	23.2	-0.0208
109.53	24.7532	24.8	0.0468
109.74	25.2987	25.3	0.0013
109.99	25.9481	25.9	-0.0481

(1) Ecuación: T^a = [(R_T / 100) – 1] / 0.00385

(2) Ecuación: Diferencia de Temperaturas = T^a observada – T^a calculada

Tabla 17. Comprobación y Comparación de Medidas de Resistencia del Sensor RTD y la Temperatura Observada en un Termómetro de Uso Doméstico.

3.3 Circuito Analógico Diseñado

3.3.1 Circuito de Alimentación

En la figura nº 34 observamos el esquema del circuito de alimentación utilizado.

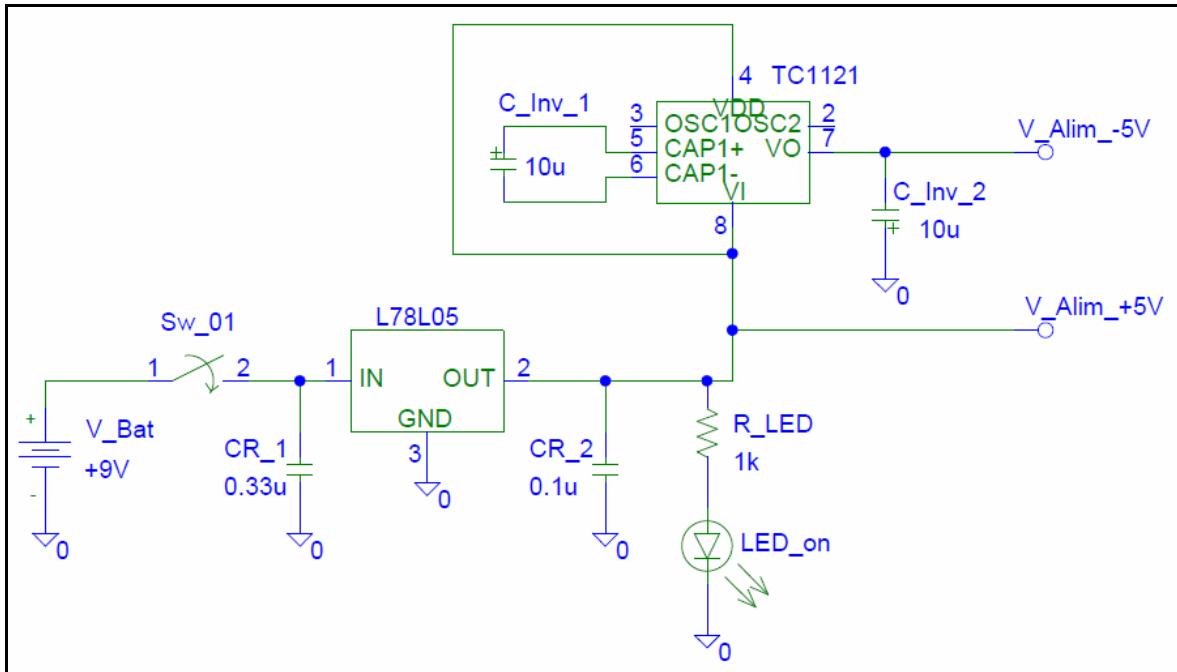


Figura 34. Circuito de Alimentación (± 5 V)

Se basa en primer lugar en una batería de +9 V (V_Bat) de alimentación externa que proporciona la tensión necesaria para poder obtener el voltaje de alimentación a ± 5 V. Pasando a través de un interruptor (Sw_01) introducimos la tensión de +9V en el pin de entrada del regulador de voltaje positivo L78L05. Este circuito integrado se encarga de proporcionar en el pin de salida una tensión continua de +5 V y pudiendo proporcionar una corriente máxima de salida de 100 mA, conectando también el pin de “GND” a tierra. Hemos colocado en la entrada del regulador un condensador de película plástica de 0.33 uF (CR_1) para aislar el circuito integrado de inestabilidad de la señal de entrada y evitar que el voltaje de entrada sea inferior al requerido. Así mismo, hemos introducido en la salida del regulador otro condensador de película plástica de 0.1 uF (CR_2) para reducir posibles rizados y mejorar la estabilidad de la señal de salida. Conectaremos un extremo de los condensadores a tierra. En el nodo de salida del regulador de voltaje tendremos la tensión de alimentación positiva (V_Alum_+5V) para introducir al circuito analógico principal.

Con el fin de observar que el circuito funciona correctamente, colocaremos en el pin de salida del regulador una resistencia de 1 kΩ (R_LED) en serie con un diodo led de 5 mm (LED_on) y conectando la patilla negativa de cátodo a tierra.

Para obtener la tensión de alimentación negativa (V_Alum_-5V) emplearemos un convertidor de voltaje tipo bomba de carga TC1121. Este circuito integrado nos proporcionará en el pin de salida una tensión de -5 V a una frecuencia mínima de 10 kHz y máxima de 200 kHz que consideraremos como continua para nuestro diseño. Colocaremos dos condensadores electrolíticos de 10 uF polarizados: uno (C_Inv_1) entre los pines indicados respetando la polaridad y el otro (C_Inv_2) entre el pin de salida del integrado (conector negativo del condensador) y tierra (conector positivo del condensador) para reducir rizados y mejorar la estabilidad de la señal.

3.3.2 Circuito Seguidor de Tensión

En la figura nº 35 mostramos el circuito seguidor de tensión.

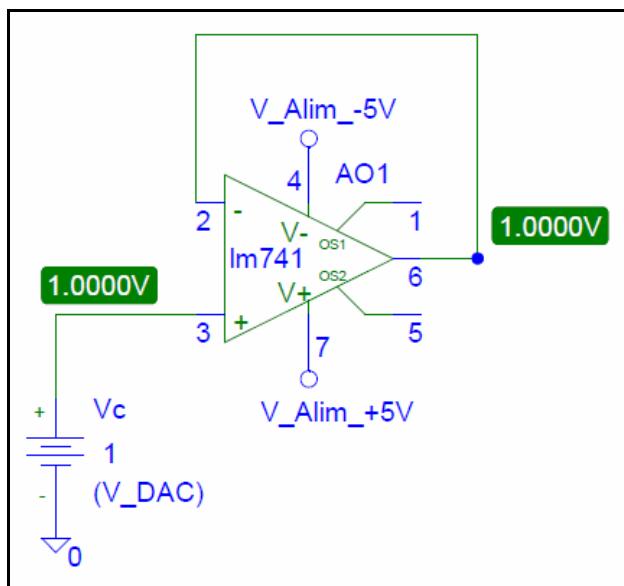


Figura 35. Circuito Seguidor de Tensión

Tenemos un amplificador operacional (AO1) de tipo LM741 con la salida conectada directamente a la entrada negativa proporcionando así una realimentación negativa. En la entrada positiva tendremos el voltaje de control (V_c) procedente del convertidor digital-analógico de la placa emuladora SAR ADuC812. Alimentaremos el operacional a ± 5 V mediante el circuito de alimentación anteriormente explicado para que pueda trabajar correctamente.

Este circuito se encarga de proporcionar en la salida el mismo voltaje de control (V_c) introducido en la entrada positiva del operacional. De esta manera nos aseguramos una adaptación de impedancias entre el dispositivo DAC y la etapa posterior (Fuente de Corriente Controlada por Tensión) del circuito, que explicaremos en el apartado siguiente.

3.3.3 Circuito Fuente de Corriente Controlada por Tensión

En la figura nº 36 observamos el circuito FCCT (Circuito Howland) diseñado para proporcionar los incrementos y decrementos de intensidad de corriente que circularán por el sensor RTD en función del voltaje de control (V_c) aplicado en la entrada positiva del amplificador operacional LM741 (AO2) a través de una resistencia de $2\text{k}\Omega$ (R_3).

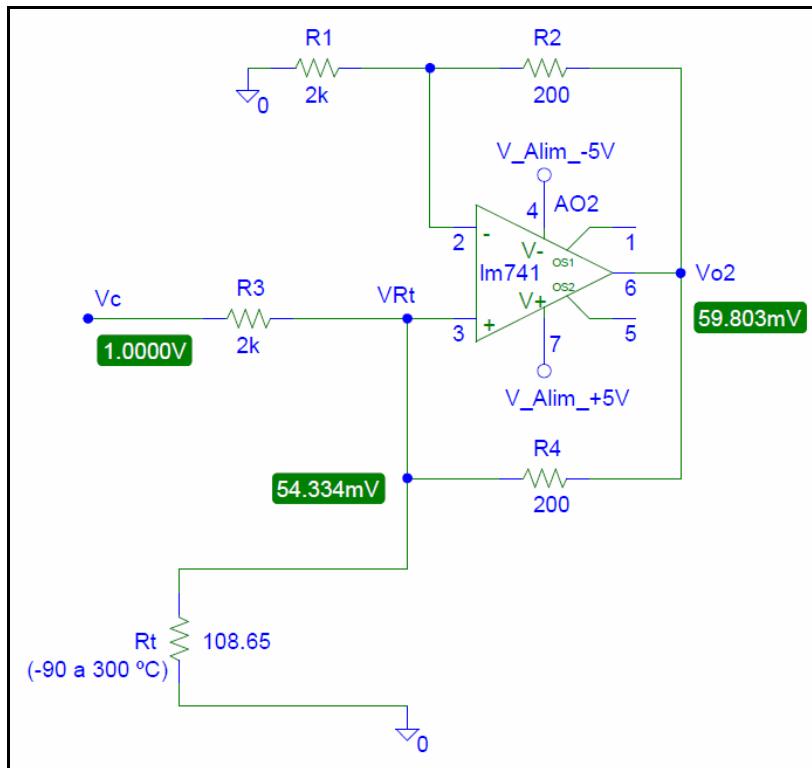


Figura 36. Circuito Fuente de Corriente Controlada por Tensión

Para poder desarrollar los cálculos necesarios para hallar la corriente que circulará por el sensor (I_{RT}) y la tensión que tendremos en el mismo (V_{RT}), supondremos que el amplificador operacional AO2 se encuentra en cortocircuito virtual. Significa que tendremos el mismo voltaje tanto en el nodo de entrada positiva como en el de entrada negativa del operacional y las corrientes de entrada positiva y negativa son cero.

Definimos también la dirección de cada una de las corrientes del circuito por la primera ley de Kirchhoff (ley de nodos):

De esta manera, tenemos que la corriente (I_{R1}) que circula por la resistencia R_1 de $2\text{k}\Omega$ la definimos en la dirección del nodo V_{RT} de entrada negativa del operacional hacia tierra.

La corriente (I_{R2}) que circula por la resistencia R_2 de 200Ω irá de la salida del operacional (V_{O2}) hasta el nodo V_{RT} de entrada negativa del mismo.

La corriente (I_{R3}) que circulará por la resistencia R_3 de $2\text{k}\Omega$ seguirá la dirección desde el nodo V_c , procedente de la etapa seguidora de tensión, hacia el nodo V_{RT} de entrada positiva del operacional AO2.

La corriente (I_{R4}) que circula por la resistencia R_4 de 200Ω se inicia en la salida del operacional (V_{O2}) hasta el nodo V_{RT} de entrada positiva del mismo.

La corriente (I_{RT}) que circula por el sensor PT100 tendrá la dirección desde el nodo V_{RT} de entrada positiva del operacional hacia tierra.

Mostramos todas las definiciones anteriormente mencionadas en la figura n° 37:

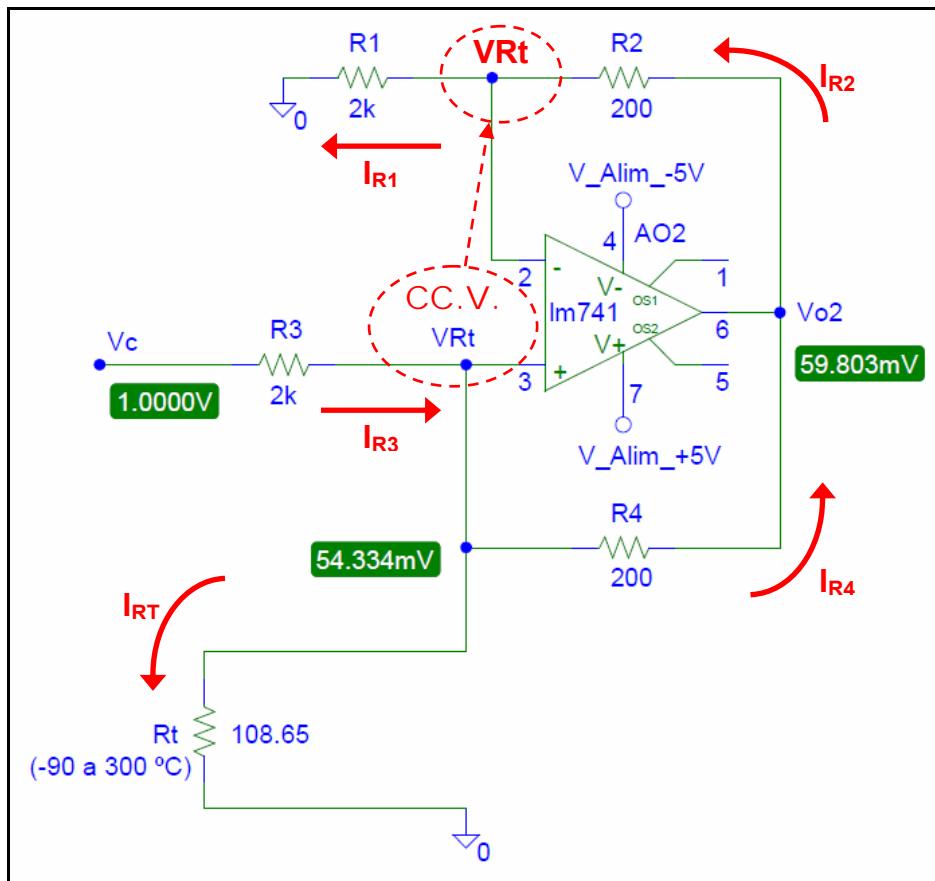


Figura 37. Sentido de Circulación de Corrientes y Amplificador Operacional en Cortocircuito Virtual

El desarrollo de cálculo extraído del circuito FCCT lo expresamos a continuación:

Nodo de realimentación negativa:

$$I_{R1} = I_{R2}$$

$$\frac{V_{RT}}{R1} = \frac{V_{O2} - V_{RT}}{R2}$$

$$R2 \cdot V_{RT} = R1 \cdot V_{O2} - R1 \cdot V_{RT} \quad ; \quad R1 \cdot V_{O2} = (R1 + R2) \cdot V_{RT}$$

$$V_{O2} = \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \cdot V_{RT}$$

Hemos definido:

$$R1 = 10 \cdot R2 \Rightarrow R2 = \frac{R1}{10}$$

Lo sustituimos en la ecuación anterior:

$V_{O2} = \frac{11 \cdot V_{RT}}{10}$

(21)

Nodo de realimentación positiva:

$$I_{RT} = I_{R3} + I_{R4}$$

$$I_{RT} = \frac{Vc - V_{RT}}{R3} + \frac{V_{O2} - V_{RT}}{R4} = \frac{R4 \cdot Vc - R4 \cdot V_{RT} + R3 \cdot V_{O2} - R3 \cdot V_{RT}}{R3 \cdot R4}$$

$$I_{RT} = \frac{R4 \cdot Vc + R3 \cdot V_{O2} - (R3 + R4) \cdot V_{RT}}{R3 \cdot R4}$$

Definimos R3 y R4 de la siguiente manera:

$$R3 = 10 \cdot R4 \Rightarrow R4 = \frac{R3}{10}$$

Sustituyéndolo en la ecuación anterior:

$$I_{RT} = \frac{R4 \cdot Vc + 10 \cdot R4 \cdot V_{O2} - (10 \cdot R4 + R4) \cdot V_{RT}}{10 \cdot R4 \cdot R4} = \frac{R4 \cdot Vc + 10 \cdot R4 \cdot V_{O2} - 11 \cdot R4 \cdot V_{RT}}{10 \cdot R4^2}$$

$$I_{RT} = \frac{Vc + 10 \cdot V_{O2} - 11 \cdot V_{RT}}{10 \cdot R4}$$

Sustituimos ahora la ecuación de V_{O2} del nodo de realimentación negativa en la ecuación anterior de I_{RT} :

$$I_{RT} = \frac{Vc + 10 \cdot \left(\frac{11 \cdot V_{RT}}{10} \right) - 11 \cdot V_{RT}}{10 \cdot R4} = \frac{Vc + 11 \cdot V_{RT} - 11 \cdot V_{RT}}{10 \cdot R4}$$

$$I_{RT} = \frac{Vc}{10 \cdot R4}$$

Aplicando la equivalencia entre R3 y R4, obtenemos el valor final de I_{RT} en función de Vc y R3. El valor de la intensidad que circula por el sensor PT100 es el cociente entre el voltaje de control y la resistencia R3 de 2 kΩ:

$$I_{RT} = \frac{Vc}{R3} = \frac{Vc}{2000}$$

(22)

Una vez hemos hallado la corriente que circulará por el sensor RTD, calcularemos el valor de V_{RT} por Ley de Ohm. El valor del voltaje aplicado al sensor es el producto de la tensión de control por la resistencia del RTD dividido entre la resistencia R3 de 2 kΩ:

$$V_{RT} = I_{RT} \cdot R_T$$

$$V_{RT} = \frac{R_T}{R3} \cdot Vc = \frac{R_T}{2000} \cdot Vc$$

(23)

Seguidamente, describiremos el desarrollo de nuestro objetivo de simulación de temperatura. Se basa principalmente en la variación de corriente que circula por el sensor trabajando con el valor constante de la resistencia del mismo a temperatura ambiente. De este modo conseguiremos el mismo valor de la tensión en el sensor como si trabajáramos con una corriente constante y el valor de la resistencia RTD variara en función de la temperatura a medir, es decir, el funcionamiento normal del sensor.

En primer lugar, obtendremos la medida del voltaje del sensor a temperatura ambiente:

Aplicamos 1 voltio de tensión de control al circuito y por medio de la ecuación nº 22 definimos la corriente que circula:

$$I_{RT} = \frac{V_c}{R3} = \frac{1V}{2000\Omega} = 0.5 \text{ mA}$$

Manteniendo la corriente I_{RT} constante a 0.5 mA y tomando la medición del voltaje del sensor V_{RT} , podremos hallar el valor de la resistencia RTD a temperatura ambiente:

$$V_{RT}(\text{medición}) = I_{RT}(\text{cte.}) \cdot R_T = 0.5 \text{ mA} \cdot R_{T(amb)}$$

$$R_{T(amb)} = \frac{V_{RT}(\text{medición})}{0.5 \text{ mA} (I_{RT} \text{ cte.})} \quad [\Omega]$$

Con el valor de $R_{T(amb)}$ y mediante la fórmula aplicada al sensor PT100 hallaremos la temperatura ambiente. Este método estándar de cálculo de temperatura mediante sensor RTD es el que emplearemos inicialmente para nuestra simulación y control de temperatura.

$$T_{(amb)} = \left[\left(\frac{R_{T(amb)}}{100} \right) - 1 \right] \div 0.00385 \quad [{}^\circ C]$$

En segundo lugar, para aplicar el objetivo de simulación de temperatura igualaremos la tensión del sensor simulada (V_{RT_sim}) al voltaje de consigna del RTD (V_{RT_consig}). Desarrollando la igualdad inicial y trabajando a temperatura ambiente obtendremos la intensidad simulada que haremos circular por el sensor:

$$V_{RT_sim} = V_{RT_consig}$$

$$I_{RT_sim} \cdot R_{T_sim} = V_{RT_consig}$$

$$I_{RT_sim} \cdot R_{T_amb} = V_{RT_consig}$$

Continuamos con el desarrollo de cálculo aplicando la ecuación nº 23 al voltaje de consigna del sensor RTD:

$$V_{RT_consig} = \frac{R_{T_consig}}{R3} \cdot V_C$$

$$I_{RT_sim} \cdot R_{T_amb} = \frac{R_{T_consig}}{R3} \cdot V_C$$

$$I_{RT_sim} = \frac{R_{T_consig}}{R_{T_amb} \cdot R3} \cdot V_C = \frac{R_{T_consig}}{R_{T_amb} \cdot 2000} \cdot V_C \quad [24]$$

- **I_{RT_sim}**: Intensidad simulada a temperatura ambiente que circula por el sensor RTD para conseguir el valor de V_{RT} con la resistencia R_T constante a T^a ambiente.
- **R_{T_consig}**: Resistencia objetivo calculada mediante la fórmula aplicada al sensor PT100 en base a la temperatura deseada.
- **R_{T_amb}**: Resistencia real del sensor a T^a ambiente a través de la cual haremos circular la intensidad simulada. Este valor de resistencia lo consideramos constante.
- **V_C**: Voltaje de control que aplicaremos a la entrada el circuito (tensión de salida del DAC de la placa SAR ADuC812).

A continuación, mediante un ejemplo concreto de temperatura ambiente (22°C) definiremos los incrementos mínimos de cada uno de nuestros valores:

$$\begin{aligned} T_{amb} &= 22 \text{ } ^\circ\text{C} \Rightarrow R_{T_amb} = 108.47 \Omega \\ V_{C_amb} &= 1 \text{ V} \Rightarrow I_{RT_amb} = 0.5 \text{ mA} \\ V_{RT_amb} &= I_{RT_amb} \cdot R_{T_amb} = 0.5 \text{ mA} \cdot 108.47 \Omega = 54.235 \text{ mV} \end{aligned}$$

Para hallar el incremento mínimo del voltaje de control (V_C) nos basaremos en el rango de voltaje de referencia interna de entrada y salida (de 0 a 2.5 V) y la resolución del sistema de adquisición (12-Bit $\Rightarrow 2^{12}$ cuentas = 4096 cuentas) de los convertidores ADC y DAC de la placa emulador SAR ADuC812.

$$\Delta V_C = \frac{V_{REF(MAX)}}{N^o \text{ Cuentas}} = \frac{2.5 \text{ V}}{4096 \text{ cuentas}} = 0.00061 \text{ V}$$

$$V_{C(+1 \text{ cuenta})} = V_{C_amb} + \Delta V_C = 1 \text{ V} + 0.00061035 \text{ V} = 1.00061 \text{ V}$$

$$I_{RT(+1 \text{ cuenta})} = \frac{V_{c(1 \text{ cuenta})}}{R3} = \frac{1.00061 \text{ V}}{2000} = 500.305 \text{ uA}$$

$$\Delta I_{RT} = I_{RT(+1 \text{ cuenta})} - I_{RT_amb} = 500.305 \text{ uA} - 500 \text{ uA} = 0.305 \text{ uA}$$

$$V_{RT(+1 \text{ cuenta})} = I_{RT(+1 \text{ cuenta})} \cdot R_{T_amb} = 500.305 \text{ uA} \cdot 108.47 \Omega = 54.268 \text{ mV}$$

$$\Delta V_{RT} = V_{RT(+1 \text{ cuenta})} - V_{RT_amb} = 54.268 \text{ mV} - 54.235 \text{ mV} = 0.033 \text{ mV}$$

Mediante el voltaje del sensor más una cuenta ($V_{RT(+1 \text{ cuenta})}$) y utilizando la corriente que circula por el sensor a T° ambiente que consideraremos constante, podremos calcular la resistencia del RTD en funcionamiento normal (F.Normal) que equivaldrá a la resistencia del sensor más una cuenta ($R_{T(+1 \text{ cuenta})}$).

$$R_{T(F.\text{Normal})} = R_{T(+1 \text{ cuenta})} = \frac{V_{RT(+1 \text{ cuenta})}}{I_{RT_amb} \text{ (cte.)}} = \frac{54.268 \text{ mV}}{500 \text{ uA}} = 108.536 \Omega$$

$$\Delta R_T = R_{T(+1 \text{ cuenta})} - R_{T_amb} = 108.536 \Omega - 108.47 \Omega = 0.066 \Omega$$

$$T_{(+1 \text{ cuenta})} = \left[\left(\frac{R_{T(+1 \text{ cuenta})}}{100} \right) - 1 \right] \div 0.00385 = \left[\left(\frac{108.536 \Omega}{100} \right) - 1 \right] \div 0.00385 = 22.171 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$\Delta T = T_{(+1 \text{ cuenta})} - T_{amb} = 22.171 \text{ }^{\circ}\text{C} - 22 \text{ }^{\circ}\text{C} = 0.171 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

3.3.4 Circuito Amplificador No Inversor

Debido a que el rango de voltaje del sensor es del orden de milivoltios, debemos adaptar la señal de tensión amplificándola para su posterior introducción al dispositivo convertidor ADC de la placa emuladora ADuC812. Debemos asegurarnos que en ningún caso dicha tensión no supere el valor de referencia interna máxima de 2.5 V que admite. En el apartado “a” del punto 3.2 *Estudio del Sensor de Temperatura* habíamos definido la tensión máxima del sensor (106.026 mV) a 300 °C y el valor entero de ganancia (23) para no sobrepasar los 2.5 V de referencia.

En la figura nº 38 observamos el circuito que nos proporcionará dicha ganancia de voltaje mediante un amplificador operacional LM741 (AO3) en configuración de amplificador no inversor:

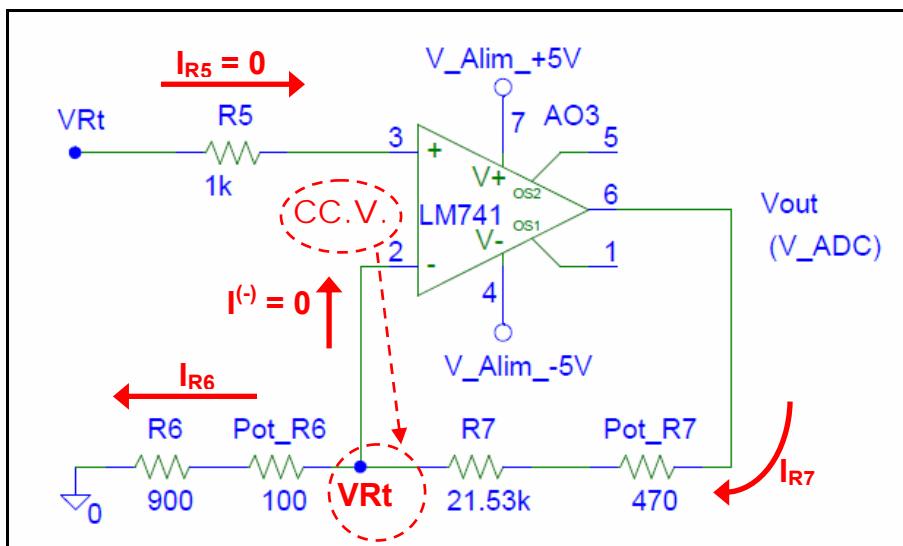


Figura 38. Circuito Amplificador No Inversor

Para poder desarrollar los cálculos del circuito supondremos que el operacional se encuentra en cortocircuito virtual. De esta manera deduciremos que la tensión del sensor (V_{RT}) también residirá en el nodo de entrada negativa. La corriente positiva I_{R5} (intensidad que circula por la resistencia $R5$ de $1\text{ k}\Omega$) y la negativa $I^{(-)}$ de entrada al amplificador AO3 serán de valor cero.

Mediante la primera ley de Kirchhoff (ley de nodos), definiremos que la corriente que circula por la resistencia $R7$ de $21.53\text{ k}\Omega$ y el potenciómetro Pot_R7 de $470\text{ }\Omega$ será equivalente a la corriente que circule por la resistencia $R6$ de $900\text{ }\Omega$ y el potenciómetro Pot_R6 de $100\text{ }\Omega$.

$$I_{R6} = I_{R7}$$

$$\frac{V_{RT}}{R6 + \text{Pot}_R6} = \frac{V_{out} -}{R7 + \text{Pot}_R7}$$

Para continuar con los cálculos redefiniremos el nombre de las resistencias realizando la suma de las propias resistencias junto con sus potenciómetros:

$$R6 = R6 + \text{Pot}_R6 = 900\text{ }\Omega + 100\text{ }\Omega = 1000\text{ }\Omega$$

$$R7 = R7 + \text{Pot}_R7 = 21.53\text{ k}\Omega + 470\text{ }\Omega = 22\text{ k}\Omega$$

$$\frac{V_{RT}}{R6} = \frac{V_{out} - V_{RT}}{R7}$$

$$R7 \cdot V_{RT} = R6 \cdot V_{out} - R6 \cdot V_{RT}$$

$$R6 \cdot V_{out} = R6 \cdot V_{RT} + R7 \cdot V_{RT} = (R6 + R7) V_{RT}$$

$$V_{out} = \frac{(R6 + R7)V_{RT}}{R6} = \left(1 + \frac{R7}{R6}\right) \cdot V_{RT}$$

$$V_{out} = \left(1 + \frac{22 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega}\right) \cdot V_{RT} = 23 \cdot V_{RT}$$

Podemos comprobar que los valores asignados a las resistencias cumplen con el factor de ganancia, de valor 23, deseado para nuestro modelo de amplificador con salida de tensión aplicada directamente al ADC de la placa emuladora. Hemos incorporado a cada una de las resistencias un potenciómetro que nos servirá para ajustar la ganancia deseada teniendo en cuenta la tolerancia de las propias resistencias.

En cuanto al valor de la resistencia R5 de 1 kΩ es la aproximación comercial de la resultante de hacer el paralelo entre R6 y R7:

$$R5 = R6 // R7$$

$$R5 = [(R6)^{-1} + (R7)^{-1}]^{-1} = [1000^{-1} + 22000^{-1}]^{-1}$$

$$R5 = 956.52 \text{ }\Omega \cong 1 \text{ k}\Omega$$

3.3.5 Diseño Placa Electrónica de Alimentación

Para realizar la placa electrónica del circuito de alimentación dispondremos de los siguientes componentes nombrados en el punto 2.8.2 *Circuito Analógico Diseñado* del capítulo 2:

- [1] 1 Placa de matriz SRBP.
- [2] 1 Compartimiento para batería 9 V 1xPP3 para montaje en PCB.
- [3] 1 Interruptor miniatura 2 posiciones de desplazamiento para montaje en PCB.
- [4] 1 Conector hembra para montaje PCB tipo jack.
- [5] 1 Conector hembra para montaje PCB de alimentación.
- [6] 1 Interruptor táctil NA para montaje en PCB.
- [7] 1 Condensador de película plástica de 0.33 uF y 100 Vdc.
- [8] 1 Condensador de película plástica de 0.1 uF y 100 Vdc.
- [9] 1 Regulador de voltaje positivo modelo L78L05, TO-92 (+5 V).
- [10] 1 Diodo LED de 5 mm de cápsula de color verde.
- [11] 1 Convertidor de tensión modelo TC1121CPA, 8-Pin PDIP, $I_o = 100 \text{ mA}$ (-5 V).
- [12] 2 Condensadores electrolíticos de 10 uF de 50 Vdc.
- [13] 1 Terminal de interconexión de 8 vías (zócalo de 8 contactos) para PCB.
- [14] 4 Espaciadores roscados hexagonales.
- [15] 4 Tuercas hexagonales para fijación de espaciadores.
- [16] 1 Resistencia de tolerancia 5 %, 0.25 W de 1 k Ω .

Con el esquema del circuito de alimentación como soporte de documentación, nos disponemos a ubicar los componentes en la placa de matriz y el posterior conexionado por la parte inferior de la misma.

En la figura nº 39 enumeraremos los componentes de la placa electrónica de alimentación coincidiendo con la lista descrita al inicio de este apartado:

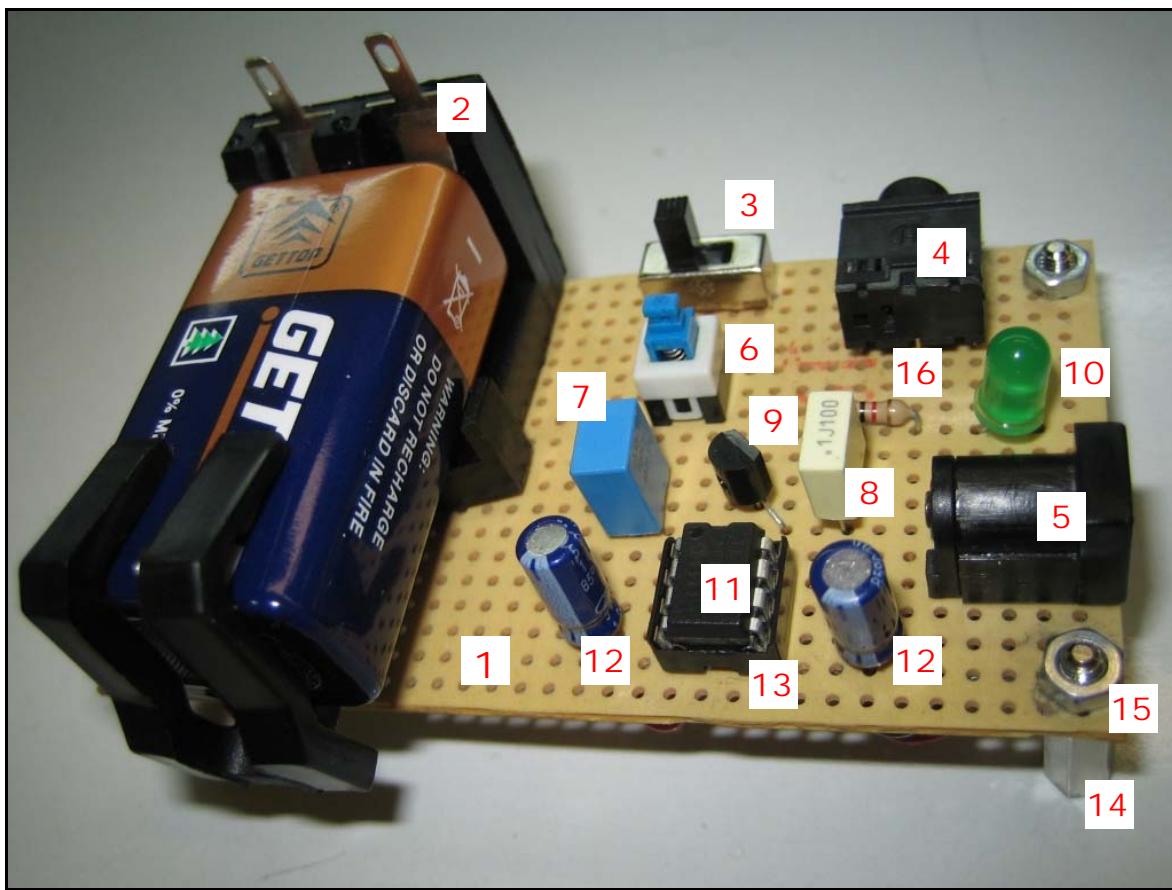


Figura 39. Placa Electrónica de Alimentación

En la figura nº 40 mostramos la placa de alimentación vista desde otro ángulo:



Figura 40. Placa Electrónica de Alimentación vista desde otro ángulo

Hemos incorporado un interruptor de 2 posiciones de desplazamiento [3] con el objetivo de poder alimentar el circuito de alimentación mediante una batería de 9 V (posición izquierda) o a través de un adaptador de tensión continua conectado al conector hembra tipo jack [4] (posición derecha).

El interruptor táctil [6] NA (Normalmente Abierto) dará paso de tensión al circuito de alimentación al presionarlo, actúa de interruptor principal de la placa de alimentación.

El conector hembra de alimentación [5] proporcionará los 5 V positivos y negativos que alimentarán directamente los amplificadores operacionales de la placa principal con el seguidor de tensión, la FCCT y el amplificador no inversor.

Las comprobaciones realizadas a la placa de alimentación han sido:

- Inspección visual de todos los componentes y verificación de sus conexiones por la parte inferior de la placa matriz.
- Comprobación mediante multímetro de la tensión de 9 V de entrada al regulador de voltaje positivo L78L05 [9].
- Comprobación mediante multímetro de la tensión de 5 V de salida del regulador de tensión positiva L78L05 [9].
- Inspección visual de iluminación del diodo LED [10] al pulsar el interruptor táctil [6] tanto para la posición izquierda del interruptor de desplazamiento [3] de alimentación mediante batería 9 V como para la posición derecha con alimentación por medio de adaptador de tensión continua.
- Comprobación mediante multímetro de la tensión de 5 V de entrada al convertidor de tensión TC1121CPA [11].
- Comprobación mediante multímetro de la tensión de -5 V de salida del convertidor de voltaje TC1121 CPA [11].
- Comprobación mediante multímetro de la tensión continua de salida (+5 V y -5 V) en el conector hembra de alimentación [5].

3.3.6 Diseño Placa Electrónica de Seguidor de Tensión, Fuente de Corriente Controlada por Tensión y Amplificador no Inversor

Para realizar la placa electrónica del circuito principal que incorpora el seguidor de tensión, la fuente de corriente controlada por tensión y el amplificador no inversor dispondremos de los siguientes componentes nombrados en el punto 2.8.2 *Circuito Analógico Diseñado* del capítulo 2:

- [1] Sensor de temperatura RDT PT100 DIN Clase A, anteriormente mencionado.
- [2] 1 Placa de matriz SRBP.
- [3] 1 Interruptor táctil NC para montaje en PCB.
- [4] 4 Terminales de interconexión de 8 vías (zócalo de 8 contactos) para PCB.
- [5] 4 Espaciadores roscados hexagonales.
- [6] 4 Tuercas hexagonales para fijación de espaciadores.
- [7] 2 Conectores de 2 posiciones modelo Phoenix Contact MKDS1.5-5.08.
- [8] 3 Amplificadores operacionales modelo LM741.
- [9] 1 Potenciómetro de carbono de $100\ \Omega$.
- [10] 1 Potenciómetro de carbono de $470\ \Omega$.
- [11] 2 Resistencias tolerancia 5 %, 0.25 W de $200\ \Omega$.
- [12] 2 Resistencias tolerancia 5 %, 0.25 W de $1\ k\Omega$.
- [13] 2 Resistencias tolerancia 5%, 0.25W de $2K\Omega$.
- [14] 1 Resistencia tolerancia 5 %, 0.25 W de $22\ k\Omega$.

Con el esquema del circuito principal como soporte de documentación, nos disponemos a ubicar los componentes en la placa de matriz y el posterior conexionado por la parte inferior de la misma.

En la figura nº 41 enumeraremos los componentes de la placa electrónica completa coincidiendo con la lista descrita al inicio de este apartado:

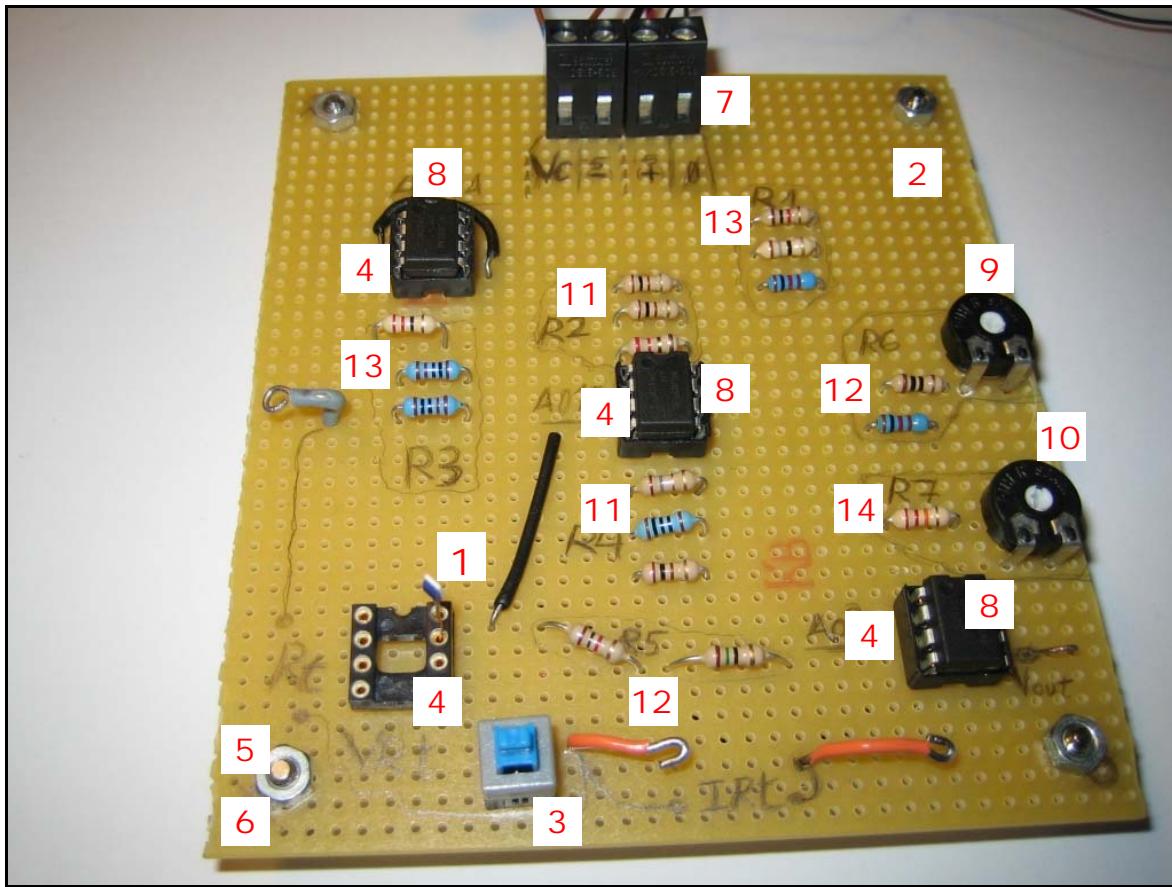


Figura 41. Placa Electrónica de Seguidor de Tensión, Fuente de Corriente Controlada por Tensión y Amplificador no Inversor

En la figura nº 42 mostramos otra imagen de la placa principal vista desde otro ángulo:

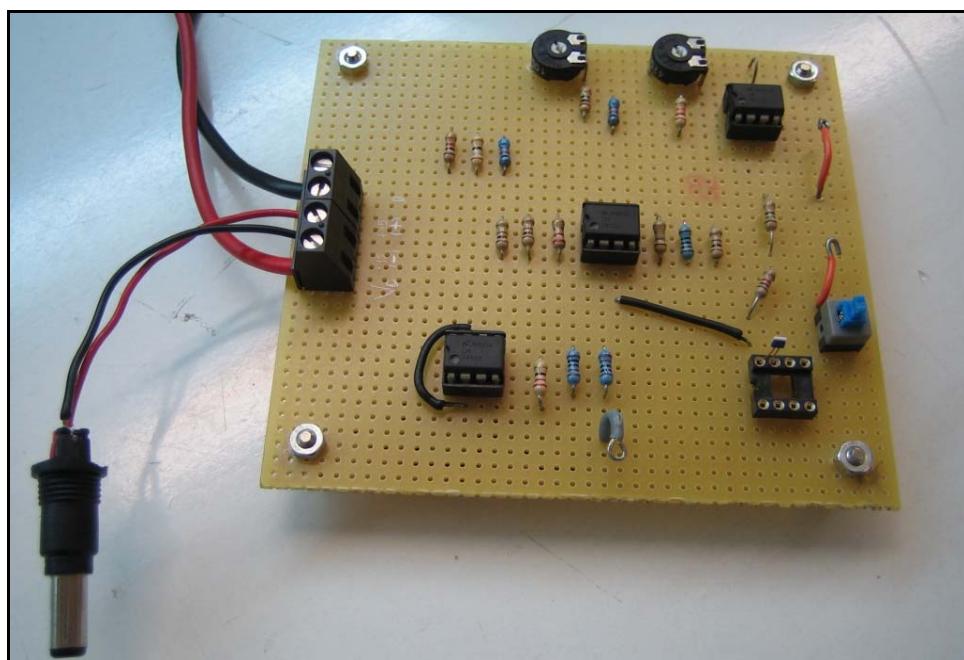


Figura 42. Placa Principal: Seguidor de Tensión, FCCT y Amplificador no Inversor vista desde otro ángulo

El interruptor táctil NC (Normalmente Cerrado) [3] está conectado de tal forma que sin activarlo la resistencia del sensor [1] conecta directamente a tierra. Pero en el momento en que lo activamos, el circuito quedará abierto con el fin de poder medir la corriente que circulará por el RTD [1] (I_{RT}) mediante la colocación del amperímetro entre los cables de conexión de color naranja.

En los conectores de 2 posiciones modelo Phoenix Contact MKDS1.5-5.08 [7] hemos conectado, de izquierda a derecha según la figura nº 39, la señal de voltaje de control (V_c), la alimentación negativa (-5 V) de los amplificadores operacionales LM741 [8], la alimentación positiva (+5 V) de los mismos operacionales y la conectada más a la derecha será la señal de tierra.

Los amplificadores operacionales LM741 [8] están colocados escalonadamente, según la figura nº 41 el superior está configurado como seguidor de tensión, el intermedio como FCCT y el inferior como amplificador no inversor.

Los potenciómetros de carbono de $100\ \Omega$ [9] y de $470\ \Omega$ [10] están conectados en serie con las resistencias R6 [12] y R7 [14] respectivamente. El objetivo de los mismos es el de ajustar el valor total de las resistencias R6 ($1\ k\Omega$) y R7 ($22\ k\Omega$) para obtener el adecuado valor de ganancia (factor 23) del amplificador no inversor.

Del mismo modo que mediante los potenciómetros ajustamos la ganancia del amplificador no inversor, para el resto de resistencias del circuito R1 y R3 [13] de valor final $2\ k\Omega$; R2 y R4 [11] de valor final $200\ \Omega$; R5 y R6 [12] de valor final $1\ k\Omega$ hemos utilizado varias resistencias en serie para obtener el valor más ajustado posible al calculado teóricamente.

Hemos incorporado un cable de conexión de color gris, en la parte izquierda de la placa según la figura nº 41, en el cual podremos medir la tensión del sensor (V_{RT}) entre este punto y tierra.

También hemos colocado un cable de conexión en forma de puente, en la parte inferior derecha de la placa justo al lado derecho del operacional [8] configurado como amplificador no inversor según la figura nº 41. Donde podremos medir la tensión de salida del circuito (V_{out}), que será la que introduciremos en la entrada ADC de la placa ADuC812, entre dicha conexión y tierra.

Las comprobaciones realizadas a la placa del circuito principal han sido:

- Inspección visual de todos los componentes y verificación de sus conexiones por la parte inferior de la placa matriz.
- Ajuste de los 2 potenciómetros y comprobación del valor de la resistencia final para la obtención del factor de ganancia 23.
- Comprobación mediante multímetro de los valores reales de los conjuntos de resistencias R1, R2, R3, R4 y R5 para el correcto funcionamiento del circuito.
- Conectando la placa de alimentación a la placa del circuito principal, comprobamos también mediante multímetro los pines conectados a la alimentación (+5 V y -5 V) de los 3 amplificadores operacionales.

- Introduciremos una tensión de control (V_c) de 1 V en la entrada positiva del primer amplificador, configurado como seguidor de tensión, por medio de una fuente de tensión y mediremos mediante multímetro la tensión en la salida del seguidor (V_c), en las entradas positiva (V_{RT}), negativa (V_{RT}) y de salida del segundo operacional (V_{O2}) y las entradas positiva (V_{RT}), negativa (V_{RT}) y de salida del tercer operacional ($V_{out} - V_{ADC}$).
- Para realizar las pruebas y comprobaciones necesarias para validar el funcionamiento del circuito completo, completaremos los valores requeridos de la tabla del siguiente apartado 3.3.7 *Comprobación del Circuito Completo Diseñado*. Para ello nos basaremos en incrementos de voltaje de control (V_c) aplicados mediante una fuente de tensión del laboratorio.

3.3.7 Comprobaciones del Circuito Completo Diseñado

En la tabla nº 18 mostramos las comprobaciones realizadas en el circuito completo diseñado mediante una tabla comparativa.

TABLA VALORES CIRCUITO COMPLETO: Alimentación + Seguidor Tensión + FCCT + Amplificador no Inversor									
Ro (Pt100)	100	ohm	Rango T^a	-90	a	300	°C		
α (Pt100)	0,00385	1/°C	Rango Rt	65,35	a	215,50	ohm		
R3	2000	ohm	ADC/DAC	Vref	2,5	V			
I_Rt (sim)	500	uA	12-bit	ΔVc	0,610	mV			
Rt (amb)	108,85	ohm							
T^a (amb)	22,99	°C							
G (AO3)	23		ΔVc_LAB (mV) =	0,685	ΔI_Rt_LAB(uA) =	0,200			
			ΔVRt_LAB (mV) =	0,034	ΔVout_LAB (mV) =	0,685			
T ^a (°C)	Rt (ohm)	Vc (V)	Vc_LAB(V)	I_Rt (uA)	I_Rt_LAB(uA)	VRt (mV)	VRT_LAB(mV)	Vout (V)	Vout_LAB(V)
-90	65,350	0,6004	0,601	300,184	298	32,675	32,5	0,7515	0,749
-80	69,200	0,6357	0,635	317,869	316	34,600	34,4	0,7958	0,794
-60	76,900	0,7065	0,707	353,238	351	38,450	38,2	0,8844	0,882
-40	84,600	0,7772	0,777	388,608	387	42,300	42,1	0,9729	0,971
-20	92,300	0,8480	0,848	423,978	422	46,150	45,9	1,0615	1,060
-10	96,150	0,8833	0,883	441,663	440	48,075	47,9	1,1057	1,104
0	100,000	0,9187	0,918	459,348	457	50,000	49,8	1,1500	1,149
10	103,850	0,9541	0,954	477,033	475	51,925	51,7	1,1943	1,193
20	107,700	0,9894	0,989	494,718	493	53,850	53,6	1,2386	1,237
21	108,085	0,9930	0,993	496,486	495	54,043	53,8	1,2430	1,242
22	108,470	0,9965	0,996	498,254	497	54,235	54,0	1,2474	1,246
23	108,855	1,0000	1,000	500,023	499	54,428	54,2	1,2518	1,251
24	109,240	1,0036	1,004	501,791	501	54,620	54,4	1,2563	1,255
25	109,625	1,0071	1,007	503,560	503	54,813	54,6	1,2607	1,260
26	110,010	1,0107	1,010	505,328	505	55,005	54,8	1,2651	1,264
27	110,395	1,0142	1,014	507,097	506	55,198	55,0	1,2695	1,268
28	110,780	1,0177	1,017	508,865	508	55,390	55,2	1,2740	1,273
29	111,165	1,0213	1,021	510,634	510	55,583	55,4	1,2784	1,277
30	111,550	1,0248	1,024	512,402	512	55,775	55,6	1,2828	1,282
40	115,400	1,0602	1,060	530,087	529	57,700	57,5	1,3271	1,326
60	123,100	1,1309	1,131	565,457	564	61,550	61,3	1,4157	1,415
80	130,800	1,2017	1,201	600,827	599	65,400	65,2	1,5042	1,504
100	138,500	1,2724	1,272	636,197	635	69,250	69,0	1,5928	1,592
150	157,750	1,4492	1,449	724,621	723	78,875	78,7	1,8141	1,814
200	177,000	1,6261	1,626	813,045	812	88,500	88,3	2,0355	2,036
250	196,250	1,8029	1,803	901,470	900	98,125	97,9	2,2569	2,258
300	215,500	1,9798	1,979	989,894	988	107,750	107,5	2,4783	2,480

Tabla 18. Tabla Valores Circuito Completo (Alimentación, Seguidor de Tensión, FCCT y Amplificador no Inversor)

En la tabla nº 18 mostramos:

1. Los valores iniciales:

- **R_0 (Pt100):** Valor de resistencia a 0 °C proporcionado por la documentación técnica del sensor RTD, 100 Ω.
- **α (Pt100):** Valor del coeficiente de temperatura proporcionado por la documentación técnica del sensor PT100, 0.00385 °C⁻¹.
- **R_3 :** Valor de la resistencia del circuito FCCT para la regulación de corriente, 2 kΩ.
- **I_{Rt} (sim):** Intensidad inicial para medir la T^a ambiente, 500 uA.
- **Rt (amb):** Valor de la resistencia del sensor medido mediante un multímetro, 108.85 Ω.
- **T^a (amb):** Aplicación de la fórmula del sensor con el dato anterior del valor de la resistencia Rt (amb), 22.99 °C.
- **G (AO3):** Factor de ganancia adecuado de la etapa del circuito amplificador no inversor, 23.

2. El rango informativo de valores de trabajo de nuestro sistema:

- **Rango de Temperatura:** Umbrales de temperatura total de trabajo del sensor RTD PT100 Clase A extraído de la documentación técnica, de -90 °C a 300 °C.
- **Rango del valor de Rt del sensor:** Calculado mediante aplicación de la fórmula del sensor RTD, de 65.35 Ω a 215.5 Ω.

3. El valor referentes a la placa ADuC812:

- **Valor máximo de voltaje de referencia (Vref):** Valor escogido y configurado mediante la documentación técnica del MicroConvertidor ADuC812, 2.5 V.
- **Valor mínimo de incremento de Vc (ΔV_c):** Incremento mínimo proporcionado por el DAC de la placa emuladora ADuC812 de 12-Bit introducido como voltaje de control (Vc) a nuestro circuito, 0.61 mV.

4. Los valores teóricos significativos calculados mediante fórmulas:

- **T^a (°C):** Columna inicial de valores significativos de T^a de consigna escogidos en base al rango de T^a total a través de la cual desarrollaremos el resto de la tabla.
- **Rt (ohm):** Valores de la resistencia de consigna referente a la T^a de la columna anterior calculados mediante la fórmula del sensor RTD.
- **V_c (V):** Aplicación de la fórmula
$$\frac{Rt(ohm)}{Rt(amb)}$$
, para obtener el valor del voltaje de control teórico calculado.

- **I_Rt (uA):** Intensidad real que haremos circular por el sensor PT100 gracias al circuito FCCT aplicando la fórmula $\frac{I_{Rt(sim)} \cdot Rt(ohm)}{Rt(amb)}$, producto de la intensidad inicial por la resistencia de consigna y dividido entre la resistencia real a temperatura ambiente medida con multímetro.
- **VRt (mV):** Voltaje del sensor RTD aplicando la fórmula $\frac{I_{Rt(uA)} \cdot Rt(amb)}{1000}$, producto de la intensidad real que circulará por el sensor por la resistencia medida mediante multímetro a T^a ambiente y dividido entre 1000.
- **Vout (V):** Voltaje de salida del circuito completo introducido como entrada del ADC en la placa emuladora ADuC812 aplicando la fórmula $\frac{VRt(mV) \cdot 23 (G \text{ del AO3})}{1000}$, producto del voltaje del sensor por el factor de ganancia del amplificador no inversor y dividido entre 1000.

5. Los valores medidos mediante multímetro:

- **Vc_LAB (V):** Valor de voltaje de control medido con multímetro con una resolución de 0.001 V. Valor obtenido mediante una fuente de tensión que nos simulará la señal recibida del dispositivo DAC del ADuC812.
- **I_Rt_LAB (uA):** Valor de corriente medido con un amperímetro en serie con la resistencia del sensor abriendo el circuito mediante el interruptor táctil normalmente cerrado. Valor obtenido con una resolución de 1 uA.
- **VRt_LAB (mV):** Valor del voltaje del sensor medido con multímetro en paralelo a la resistencia del RTD con el interruptor en posición cerrada. Medida obtenida con una resolución de 0.1 mV.
- **Vout_LAB (V):** Valor de voltaje de salida del circuito completo medido con multímetro entre la salida del amplificador operacional AO3 y tierra. Valor obtenido con una resolución de 0.001 V.

6. Los valores de los incrementos mínimos calculados en base los valores medidos:

- **ΔVc_LAB (mV):** Incremento mínimo de voltaje de control calculado mediante los valores de la columna de Vc_LAB (V) medidos con multímetro.
- **ΔI_Rt_LAB(uA):** Incremento mínimo de intensidad que circula por el sensor calculado mediante los valores de la columna de I_Rt_LAB (uA) medidos con amperímetro.
- **ΔVRt_LAB (mV):** Incremento mínimo de voltaje del sensor RTD calculado mediante los valores de la columna de VRt_LAB (mV) medidos con multímetro.
- **ΔVout_LAB (mV):** Incremento mínimo de voltaje de salida del circuito completo calculado mediante los valores de la columna de Vout_LAB (V) medidos con multímetro.

En la figura nº 43 mostramos la gráfica del voltaje de control en función de la temperatura de consigna para el rango de 20 °C a 30 °C:

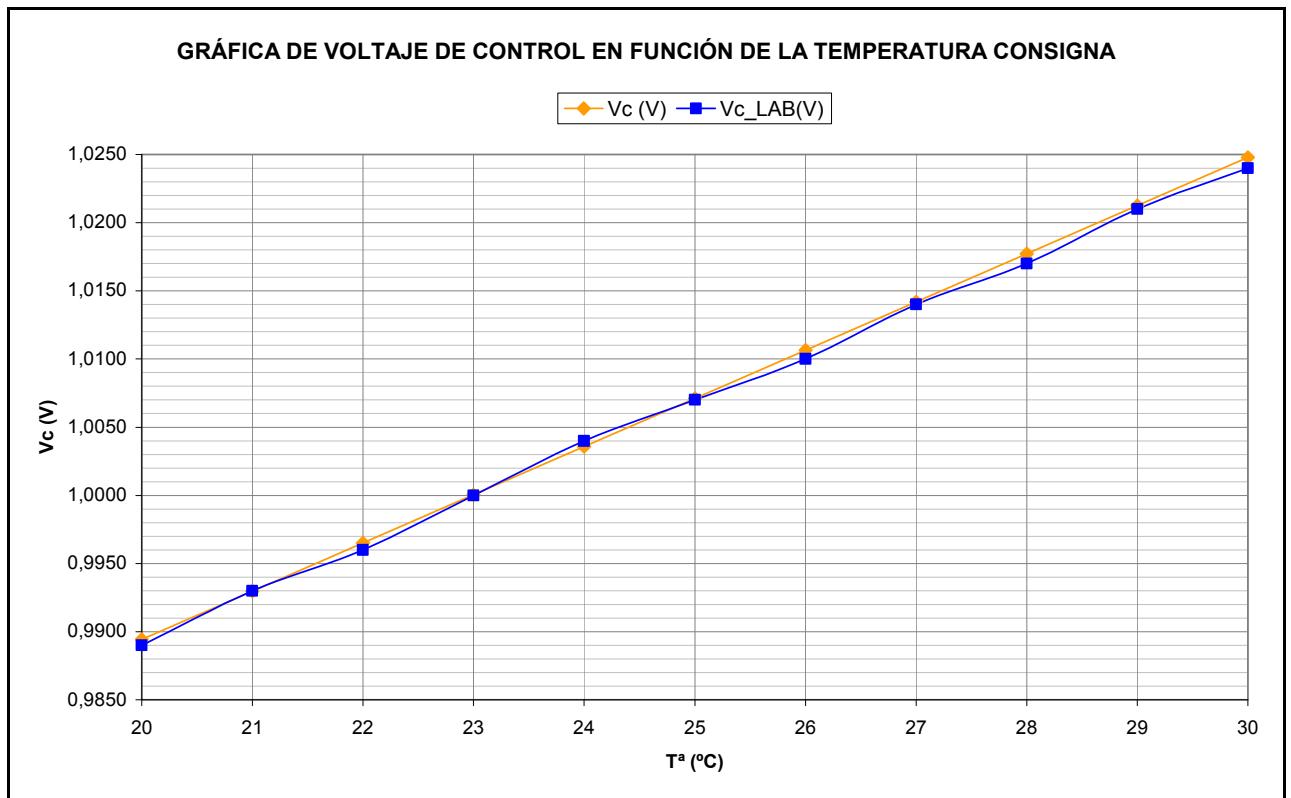


Figura 43. Gráfica de Voltaje de Control en Función de la Temperatura Consigna

Como podemos observar en el rango significativo escogido de 20 °C a 30 °C, los valores obtenidos mediante la fuente de tensión, $Vc_LAB (V)$, para poder simular el valor de Vc teórico calculado, $Vc (V)$, son prácticamente iguales.

Los posibles errores a tener en cuenta son los producidos por la propia fuente de tensión, por la conexión de los cables del circuito y el error de medida que posee el multímetro con el cual hacemos la medición.

Podemos considerar que los valores de Vc_LAB introducidos a través de la fuente de tensión y medidos mediante el voltímetro serán adecuados para continuar con nuestra simulación y comprobación del circuito completo diseñado.

Teniendo presente que para su funcionamiento correcto el valor de voltaje de control que introduciremos a nuestro circuito será proporcionado por la tensión de salida del dispositivo DAC de la placa emuladora SAR ADuC812.

En la figura nº 44 mostramos la gráfica de intensidad del sensor en función de la temperatura de consigna para el rango de 20 °C a 30 °C:

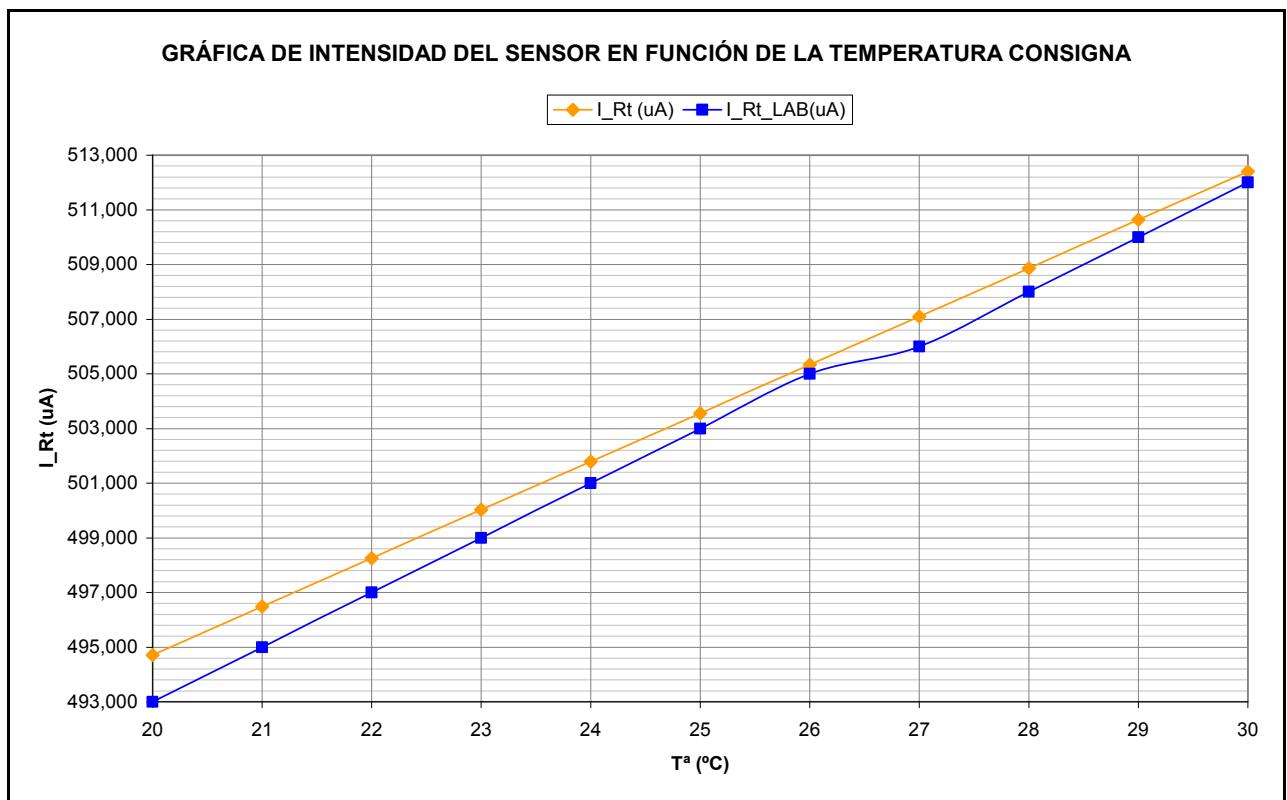


Figura 44. Gráfica de Intensidad del Sensor en Función de la Temperatura Consigna

En la gráfica de la figura nº 42 podemos observar los valores de intensidad de corriente teóricos calculados I_{Rt} (uA) que circulará por el sensor y los valores de intensidad medidos en serie con la resistencia del RTD con el circuito abierto mediante un amperímetro con una resolución de 1 uA.

Podemos también comentar que entre la gráfica descrita por la serie de valores calculados y la de valores medidos existe una proporcionalidad suficientemente concreta.

La linealidad de la serie de valores medidos nos demuestra que la etapa seguidora de tensión junto a la etapa del circuito de FCCT, atendiendo al voltaje de control, están funcionando correctamente.

La diferencia entre la serie de valores teóricos calculados con la de valores medidos se basa en una serie de errores tales como los introducidos por la fuente de tensión, los provocados por los propios componentes de las etapas del circuito (amplificadores operacionales, valores de resistencias, el propio error del sensor), las conexiones de los cables del circuito y el proporcionado por el amperímetro utilizado para la medición de corriente.

En la figura nº 45 mostramos la gráfica de voltaje del sensor en función de la temperatura de consigna para el rango de 20 °C a 30 °C:

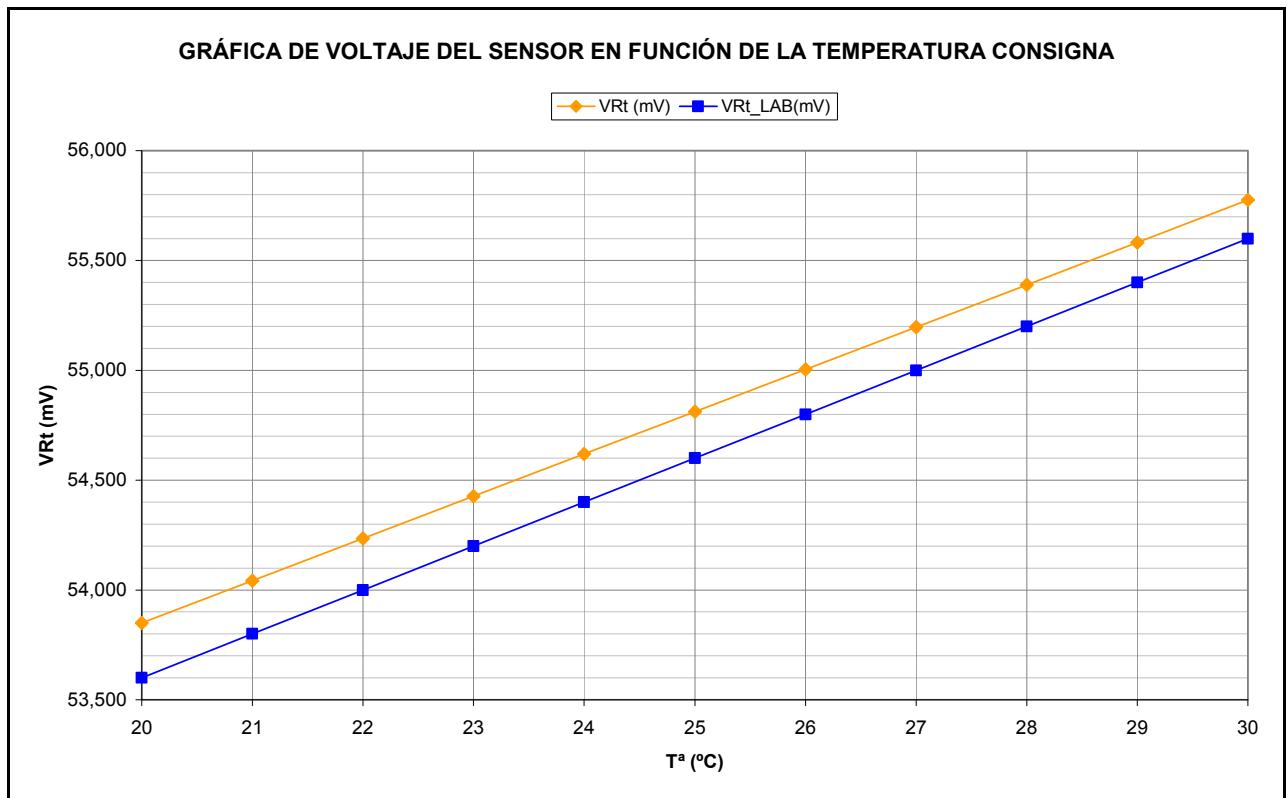


Figura 45. Gráfica de Voltaje del Sensor en Función de la Temperatura Consigna

En la figura nº 43 mostramos la serie de valores de voltaje del sensor teóricos calculados VR_t (mV) y la serie de valores de voltaje del RTD medidos en paralelo con la resistencia del sensor PT100 con el circuito cerrado (interruptor táctil sin accionar) mediante un multímetro con una resolución de 0.1 mV.

Igual que la gráfica anterior existe una proporcionalidad concreta entre las dos series de valores, teóricos calculados y medidos, debido a los errores acumulados en nuestro circuito y las mediciones. Teniendo en cuenta que el valor de voltaje del sensor es el producto de la intensidad de corriente que circula por el valor de resistencia medido en el sensor RTD a temperatura ambiente.

Volvemos a comentar la linealidad que muestra la serie de valores medidos que es signo de buena respuesta y función del circuito.

Los errores interpuestos en los resultados de esta gráfica son debidos de nuevo a la fuente de tensión, las tolerancias de los valores de las resistencias, los errores introducidos por los amplificadores operacionales, las conexiones del circuito y el provocado por la medida de tensión del multímetro empleado.

En la figura nº 46 mostramos la gráfica de voltaje de salida en función de la temperatura de consigna para el rango de 20 °C a 30 °C:

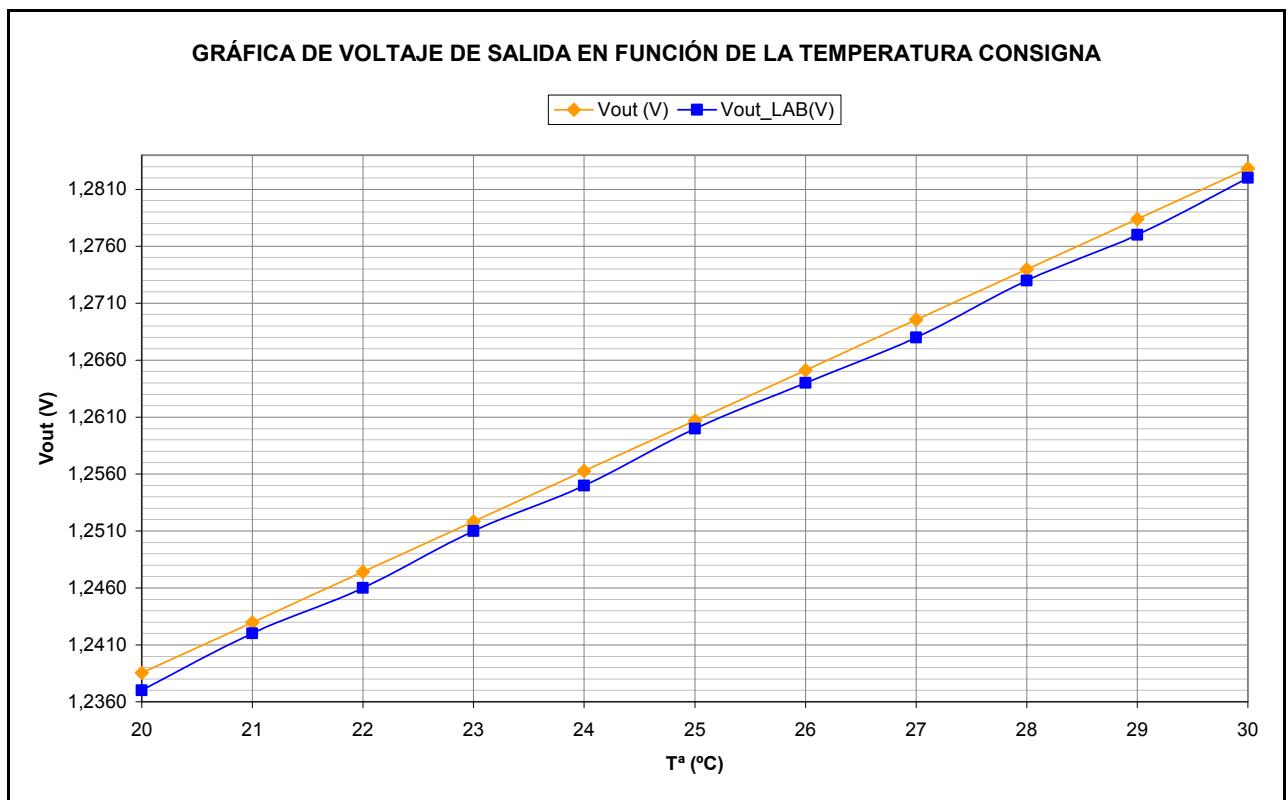


Figura 46. Gráfica de Voltaje de Salida en Función de la Temperatura Consigna

En la figura nº 46 mostramos la serie de valores de voltaje de salida teóricos calculados V_{out} (mV) y la serie de valores de voltaje de salida medidos entre la salida del amplificador operacional AO3 de la etapa del circuito amplificador no inversor y tierra mediante un multímetro con una resolución de 0.001 V.

Gracias al ajuste de ganancia ($G = 23$) realizado mediante los potenciómetros en serie con las resistencias R_6 y R_7 de la etapa amplificadora no inversora en la rama de realimentación negativa podemos registrar unos valores medidos de tensión de salida prácticamente iguales a los calculados de forma teórica.

La serie de valores medidos de voltaje de salida presentan una proporcionalidad concreta y unos valores que consideramos muy aceptable para su posterior introducción como señal de tensión de entrada en el dispositivo ADC en la placa emuladora ADuC812.

Los errores observados en esta serie de valores son introducidos de nuevo por la fuente de tensión inicial, las conexiones de los cables del circuito completo, las tolerancias de los valores de las resistencias y potenciómetros del mismo, el error vinculado al sensor de temperatura, los amplificadores operacionales y por último el proporcionado por el multímetro a la hora de realizar la medida de voltaje.

De esta forma daremos por concluidas las comprobaciones realizadas a nuestro circuito analógico diseñado y concluiremos con resultado positivo con el propósito de pasar a explicar el diseño del código ensamblador implementado.

3.4 Código Ensamblador Implementado: “sim_temp.asm”

3.4.1 Diagrama de Flujo del Código Ensamblador

En la figura nº 47 mostramos el diagrama de flujo del tratamiento previo de compilación, generación y grabación del código en el Microcontrolador. En la figura nº 48 mostramos el diagrama de flujo de la ejecución del programa de control de temperatura. En el flujo de ejecución hacemos referencia a la comunicación mediante puerto serie RS-232 con el programa “simulador temperatura.vi” diseñado en LabVIEW.

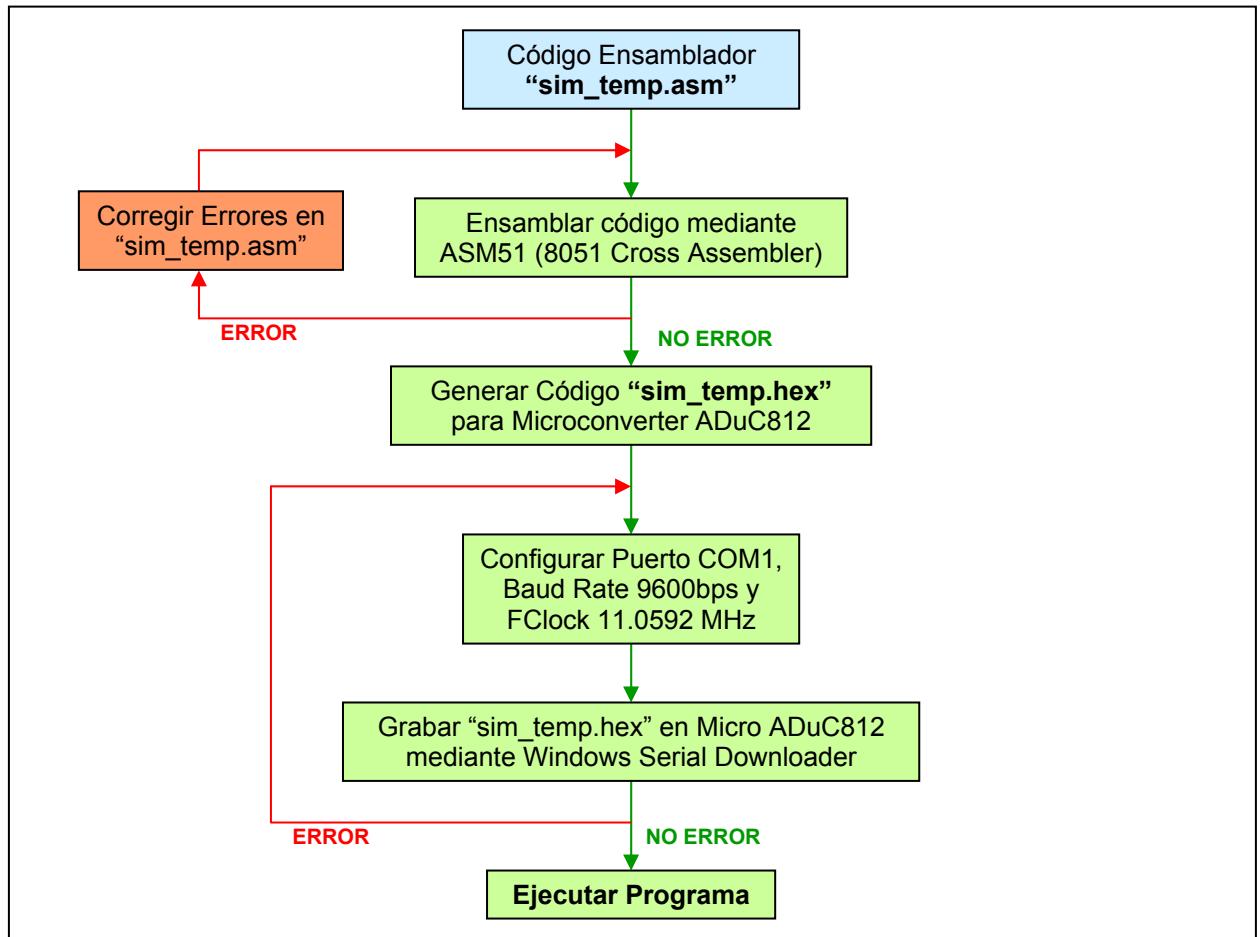


Figura 47. Diagrama de Flujo del Tratamiento Previo

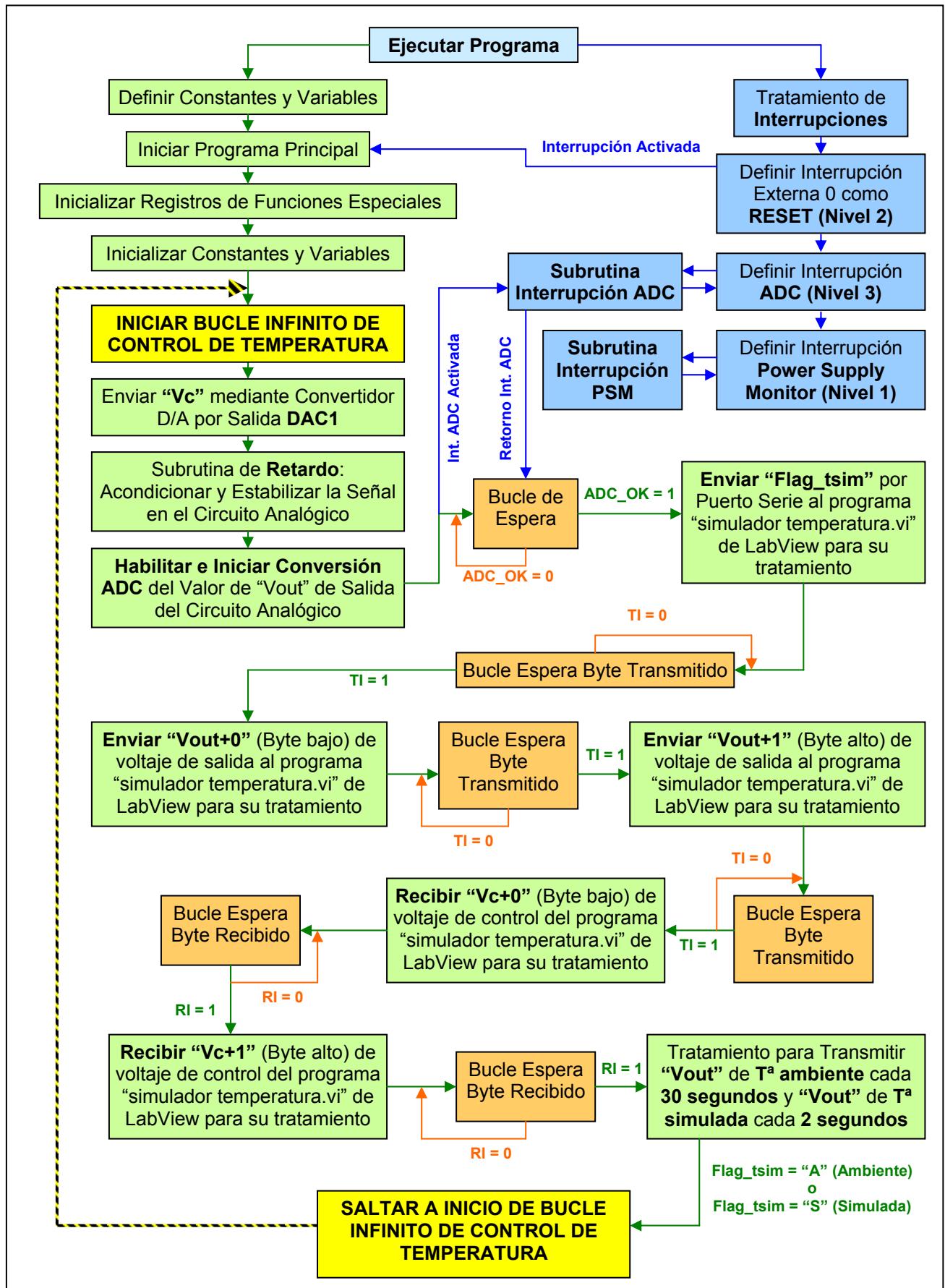


Figura 48. Diagrama de Flujo de Ejecución del Programa

3.4.2 Definición de Constantes y Variables

En primero lugar cargaremos la librería “MOD812” que nos asocia los nombres mnemotécnicos de los registros con la dirección de memoria interna correspondiente. De esta manera podremos trabajar con el nombre mnemotécnico asignado a cada registro.

A continuación, mediante la directiva “DSEG” (selección de espacio de memoria interna de datos), “ORG 020h” (colocación del contador en la posición nº 20 en hexadecimal) y “DS” (bytes reservados de memoria de datos) definiremos las siguientes variables y constantes:

- **Vc:** 2 bytes reservados para la variable de voltaje de control de entrada al circuito analógico y salida del DAC del ADuC812.
- **Vc_ant:** 2 bytes reservados para la variable del valor anterior de voltaje de control.
- **Vc_1V:** 2 bytes reservados para la constante de introducción de 1 V de voltaje de control en el caso de tratamiento de temperatura ambiente ($V_c = 1\text{ V}$).
- **Vout:** 2 bytes reservados para la variable de voltaje de salida del circuito analógico y entrada al ADC del ADuC812.
- **Vout_ant:** 2 bytes reservados para la variable del valor anterior de voltaje de salida.
- **Carga01:** 1 byte reservado para la constante de cargar de una cuenta en la subrutina de espera-retardo de 2 segundos.
- **Carga02:** 1 byte reservado para la constante de cargar de una cuenta en la subrutina de espera-retardo de 2 segundos.
- **Carga03:** 1 byte reservado para la constante de cargar de una cuenta en la subrutina de espera-retardo de 2 segundos.
- **Carga04:** 1 byte reservado para la constante de cargar de una cuenta en la subrutina de espera-retardo de 15 us.
- **Flag_tsim:** 1 byte reservado para la variable de control de voltaje de salida. Definiendo si se trata de T^a Simulada (Flag_tsim = #53h (“S”)) o T^a Ambiente (Flag_tsim = #41h (“A”)).
- **CA_tamb:** 1 byte reservado para la variable empleada como cuenta atrás para transmitir Vout de T^a Ambiente cada 30 s y Vout de T^a Simulada cada 2 s.
- **Var_aux1:** 1 byte reservado para la variable auxiliar 1.
- **ADC_OK:** 1 byte reservado para la variable de control de conversión A/D y captura de valor finalizado (1 = OK y 0 = NO OK).

A continuación mostramos el fragmento de código implementado:

```
;;;;;;;;;;;
; DEFINICIONES ;
;;;;;;;;;;;

$MOD812

DSEG      ; selecciono espacio memoria de datos interna
ORG 020h ; dirección hex. donde reservo espacios de memoria de datos
          para variables

Vc:        DS 2    ; 2 bytes voltaje de control de entrada circuito
              (salida del DAC del ADuC812)
Vc_ant:   DS 2    ; 2 bytes voltaje de control (anterior)
Vc_1V:     DS 2    ; 2 bytes voltaje de control de entrada circuito
              (obtener temp. ambiente Vc=1V)
Vout:      DS 2    ; 2 bytes voltaje de salida circuito analógico
              (entrada al ADC del ADuC812)
Vout_ant:  DS 2    ; 2 bytes voltaje de salida (anterior)

Carga01:   DS 1    ; 1 byte para cargar valor en rutinas de espera
                    retardo
Carga02:   DS 1    ; 1 byte para cargar valor en rutinas de espera-
                    retardo
Carga03:   DS 1    ; 1 byte para cargar valor en rutinas de espera-
                    retardo
Carga04:   DS 1    ; 1 byte para cargar valor en rutinas de espera-
                    retardo

Flag_tsim: DS 1    ; 1 byte Flag de control voltaje salida si es
                    temp. simulada o temp. ambiente
                  ; (Flag_tsim = #53h ("S") -> Vout de temp. simulada)
                  ; (Flag_tsim = #41h ("A") -> Vout de temp. ambiente)

CA_tamb:   DS 1    ; 1 byte cuenta atrás para transmitir Vout de
                    temp. ambiente cada 30 segundos
Var_aux1:  DS 1    ; 1 byte para variable auxiliar 1
ADC_OK:    DS 1    ; flag de conversión A/D y captura de valor
                    finalizado: 1 = OK y 0 = NO OK
```

3.4.3 Tratamiento de Interrupciones

Para nuestro programa implementado requeriremos 3 interrupciones. Consultando la documentación técnica del Microconvertidor ADuC812 definiremos la interrupción externa #0 como un RESET de inicio de programa. Se trata de la interrupción marcada como nivel de prioridad 2 y la dirección de memoria de programa será “0003h”. Realizaremos un salto al inicio de programa (dirección “0000h”) donde llamaremos al programa principal “MAIN” mediante la instrucción “LCALL”. Mostramos el fragmento de código explicado:

```
;;;;;;;;;;
; INICIO DEL PROGRAMA ;
;;;;;;;;;;
CSEG      ; selecciono espacio de memoria de programa
ORG 0000h ; dirección hex. donde empieza el programa
LCALL MAIN ; salto al programa principal

;;;;;;;;;;
; ESPACIO PARA VECTORES DE INTERRUPCIONES ;
;;;;;;;;;;
ORG 0003h ;(Interrupción Externa 0 utilizada como RESET inicio programa
           ***-Nivel 2---*)
LJMP 0000h ; volvemos al inicio del programa
RETI
```

La segunda será la interrupción de conversión A/D en la dirección de memoria de programa “0033h” y con nivel de prioridad 3. Dentro de la llamada a la interrupción realizaremos otra llamada “LCALL” a la subrutina de interrupción “IRQ_ADC” donde obtendremos en 2 bytes (conversión A/D de 12-Bit) el valor de voltaje de salida del circuito analógico, eliminaremos el posible error pondremos a “0” los 4 bits de mayor peso del byte alto Vout+1 aplicando la instrucción “AND” y activaremos el flag “ADC_OK = 1” conforme se ha realizado la conversión A/D y capturado el valor. Mostramos el fragmento de código:

```
ORG 0033h      ;(Interrupción de AD CONVERTOR ***-Nivel 3---*)
LCALL IRQ_ADC  ;llamamos a subrutina de interrupción de conversión A/D
RETI

;;;;;;;;;;
; SUBRUTINAS DE LAS INTERRUPCIONES ;
;;;;;;;;;;
IRQ_ADC: ; (Interrupción de AD CONVERTOR ***-Nivel 3---*)
    MOV  Vout+0,ADCDATAL ;obtenemos byte bajo de la conversión A/D
    MOV  Vout+1,ADCDATAH ;obtenemos byte alto de la conversión A/D
    ANL  Vout+1,#0Fh      ;aplicamos una "AND" para poner a "0" los
                           ;4 bits altos
    MOV  ADC_OK,#01h      ;activamos flag "ADC_OK" para salir de
                           ;bucle de espera de ADC
RET
```

La tercera y última es la interrupción de monitoreo de fuente de alimentación (Power Supply Monitor) en la dirección “0043h” y nivel de prioridad 1. En la llamada a la interrupción implementamos otra llamada “LCALL” a la subrutina de interrupción “IRQ_PSM”. Chequearemos el registro de control de PSM a través de un bucle del cual no saldremos hasta que no se mantenga la tensión de alimentación “VDD” en el umbral definido (4.63 V) en el apartado siguiente *3.3.4 Inicialización de los Registros de Función Especial* durante un mínimo de 256 ms. Mostramos el fragmento de código:

```

ORG 0043h      ;( Interrupción de POWER SUPPLY MONITOR ***-Nivel 1---*)
LCALL IRQ_PSM  ;llamamos a subrutina de interrupción de falta de
                 tensión de alimentación
RETI

IRQ_PSM:        ;( Interrupción de POWER SUPPLY MONITOR ***-Nivel 1---*)
    MOV Var_aux1,A ;guardo contenido de A en la variable
                     auxiliar: Var_aux1
CHECK:MOV A,PSMCON ;guardamos el byte de registro de control de PSM
                   en el reg.A
    JB ACC.5,CHECK ;bucle chequeo para mantener Vdd en umbral de
                     tensión: mínimo 256ms (PSMI=0)
    MOV A,Var_Aux1 ;devuelvo el valor del reg.A anterior a la
                     interrupción
RET

```

3.4.4 Inicialización de los Registros de Función Especial

Una vez realizada la llamada al programa principal “LCALL MAIN” lo primero que haremos será inicializar los registros denominados de función especial. De esta manera configuraremos los dispositivos y las interrupciones necesarias para el correcto funcionamiento del programa.

El primer registro que inicializaremos será el del monitoreo de tensión de alimentación (Power Supply Monitor). Mediante la instrucción “MOV PSMCON,#001h” inicializamos a 4.63 V de valor mínimo de tensión de alimentación “Vdd” por debajo de la cual se activará la interrupción con el bucle de control de PSM hasta mantener por encima de la tensión umbral un mínimo de 256 ms.

El segundo será el registro de control de ADC mediante la instrucción “MOV ADCCON1,#068h”. Definiremos el control de modo de operación normal. Para definir los bits asociados al divisor de reloj maestro, “*master clock*” (MCLK) para obtener el reloj de ADC (ADC_CLK) nos basamos en la documentación técnica donde nos indica que el ADC_CLK debe estar entre 400 kHz y 3 MHz. En nuestro caso, el “MCLK” es de 11.0592 MHz y realizando una división entre “4” (Divisor MCLK) el ADC_CLK será de 2.7648 MHz (0.3616898 us) que es un valor correcto y aconsejado. También nos expresan que una conversión A/D típica requerirá como mínimo 17 ciclos de reloj ADC ($17 \times 0.3616898 \text{ us} = 6.1487266 \text{ us}$). La última configuración de control ADC es la definición del número de ciclos de reloj ADC que emplearemos para la adquisición del valor, en nuestro caso hemos elegido “4 ciclos ADC”. Nuestra conversión será de 20 ciclos (15 de tiempo de conversión, 1 para sincronización y 4 para la adquisición).

El tercer registro de función especial es para la configuración de control de DAC. Mediante la instrucción “MOV DACCON,#016h” activaremos DAC1 en modo 12-Bit, el rango de tensión de 0 a Vref=2.5 V y la actualización en modo no sincronizado de los dos bytes de registros de datos (DAC1L y DAC1H).

El cuarto será el registro encargado de habilitar las fuentes de interrupción mediante la instrucción “SETB EA” y “SETB EX0”. Se trata de la activación del bit “EA” para habilitar las fuentes de interrupción y el bit EX0 para habilitar la interrupción externa 0 empleada con RESET de inicio de programa.

El quinto registro (IE2) nos permitirá habilitar la interrupción de “Power Supply Monitor” mediante la instrucción “MOV IE2,#002h” que activa el bit “EPSMI” para dicho fin.

A continuación mostramos el fragmento de código explicado:

```
;;;;;;;;;;
; PROGRAMA PRINCIPAL ;
;;;;;;;;;;
MAIN:
;;;;;;;;;
; INICIALIZACIONES ;
;;;;;;;;;
MOV  PSMCON,#001h      ;inicializamos "Power Supply Monitor" con umbral
                        ;de 4.63V
MOV  ADCCON1,#068h     ;inicializamos ADC modo normal, ADC
                        ;period=0.362us, 4 period x adquisición
MOV  DACCON,#016h       ;activamos DAC1, modo 12-bit, rango 0V a
                        ;Vref=2.5V, no sincronización
SETB EA                 ;habilitamos interrupciones
SETB EX0                ;habilitamos interrupción externa 0 para utilizar
                        ;como RESET inicio programa
MOV  IE2,#002h          ;habilitamos interrupción Power Supply Monitor
```

3.4.5 Inicialización de Constantes y Variables

Antes de entrar en el bucle infinito de control de temperatura, inicializaremos las constantes y variables con los valores adecuados.

En primer lugar realizaremos el cálculo y posterior conversión de número de cuentas a valor hexadecimal del voltaje de control ($V_c = 1 \text{ V}$) para el caso de T^a ambiente:

- V_c requerido: 1 V.
- Característica Convertidor: 12-Bit (4096 cuentas).
- Voltaje de referencia: 2.5 V.
- Incremento mínimo: $2.5 \text{ V} / 4096 \text{ cuentas} \approx 0.6057 \text{ mV}$ (valor calculado para obtener 1 V de voltaje de control).

$$\frac{V_c}{\text{Inc. mínimo}} = \frac{1V}{0.6057 \text{ mV}} = 1650.98 \text{ cuentas} \cong 1651 \text{ cuentas}$$

- **Valor decimal de 1651 en hexadecimal = 673h.**

Mediante la instrucción “MOV Vc_1V+0,#73h” y “MOV Vc_1V+1,#06h” cargaremos el valor calculado anteriormente.

Inicializaremos también la variable Flag_tsim = #41h de control de voltaje de salida de T^a ambiente (valor de la letra “A” en hexadecimal) mediante la instrucción “MOV Flag_tsim,#41h”.

Inicializamos variable ADC_OK a valor “0” (NO OK) definiendo de esta manera que no está finalizada la conversión A/D y captura del valor.

Mediante la instrucción “MOV CA_tamb,#15” inicializamos la variable de cuenta atrás con valor 15 que será el necesario para transmitir Vout de T^a ambiente cada 30 s, teniendo en cuenta que el bucle infinito será de aproximadamente 2 s de actualización de T^a simulada (15 cuentas x 2 s = 30 s).

El resto de constantes y variables las inicializaremos a valor “0” tal y como mostramos en el fragmento de código que mostramos a continuación:

```
;;;;;;
; DEFINICION DE CONSTANTES ;
;;;;;;
    MOV    Vc_1V+0,#73h      ; Valor de voltaje de control para entrada
                                ; circuito (obtener temp. ambiente)

    MOV    Vc_1V+1,#06h      ; Vc=1V ==> 1/0.6057mV=1650.98 -->
                                ; 1651x0.6057mV=1.0000V --> 1651d=673h
```

```
;;;;;;;;;;;;;;;  
; INICIALIZACION DE VALORES ;  
;;;;;;;;;;;;;;;  
    MOV    Vc+0,#0      ; 2 bytes voltaje de control de entrada  
                  circuito = 0  
    MOV    Vc+1,#0      ;  
  
    MOV    Vc_ant+0,#0 ; 2 bytes voltaje de control de entrada circuito  
                  (anterior) = 0  
    MOV    Vc_ant+1,#0 ;  
  
    MOV    Vout+0,#0    ; 2 bytes voltaje de salida circuito = 0  
    MOV    Vout+1,#0    ;  
  
    MOV    Vout_ant+0,#0 ; 2 bytes voltaje de salida circuito  
                  (anterior) = 0  
    MOV    Vout_ant+1,#0 ;  
  
    MOV    Carga01,#0  ; byte valor de carga01 de espera-retardo = 0  
    MOV    Carga02,#0  ; byte valor de carga02 de espera-retardo = 0  
    MOV    Carga03,#0  ; byte valor de carga03 de espera-retardo = 0  
    MOV    Carga04,#0  ; byte valor de carga04 de espera-retardo = 0  
  
    MOV    Var_aux1,#0 ; byte de variable auxiliar 1 = 0  
  
    MOV    Flag_tsim,#41h    ; Flag control voltaje salida = "A" (Vout  
                           de temp. ambiente)  
  
    MOV    ADC_OK,#0    ; flag conversión A/D y captura de valor  
                  finalizado = 0 (NO OK)  
    MOV    CA_tamb,#15  ; cargamos valor #15 para transmitir Vout de  
                  temp. amb. cada 30s (15x2s=30s)
```

3.4.6 Bucle Infinito para Controlar la Temperatura

Este ciclo se repetirá continuamente con el objetivo general de proporcionar una tensión de salida del DAC1 (V_c de entrada al circuito analógico), recibir y convertir el voltaje de salida del circuito (V_{out} señal de entrada al ADC), transmitir la variable “Flag_tsim” (V_{out} de T^a ambiente o simulada) y el valor de “ V_{out} ” a través del puerto serie (entrada de valores a la interfaz de usuario “simulador temperatura.vi” de LabVIEW) y por último recibir el valor de “ V_c ” calculado mediante control proporcional a través del puerto serie (salida de valores de la interfaz de usuario “simulador temperatura.vi”) para volver de nuevo a introducir dicho voltaje de control al circuito analógico (salida DAC1). Toda esta secuencia se realiza en un tiempo aproximado de 2 segundo (actualización de temperatura simulada), que será el requerido para asegurar el acondicionamiento y estabilización de la tensión de salida del circuito analógico “ V_{out} ” una vez hayamos introducido el voltaje de control “ V_c ” en la entrada del circuito. Y mediante una cuenta atrás cada 15 ciclos de bucle, 30 segundos, se alimentará el circuito analógico con $V_c = 1$ V para obtener a la salida el voltaje correspondiente a la T^a ambiente.

En primer lugar, realizaremos el control de la variable “Flag_tsim” para saber si estamos en el ciclo de T^a ambiente o simulada. El primer ciclo será siempre de T^a ambiente ya que hemos inicializado la variable “Flag_tsim” = #41h (letra “A”).

Mediante la instrucción “MOV A,Flag_tsim” y “CJNE A,#41h,INTRO_DAC” realizaremos la comparación de la variable con el valor “#41” y si estamos en el ciclo de T^a ambiente no realizará el salto a “INTRO_DAC” y colocaremos la constante “ V_c_1V ” en la variable “ V_c ”. Para el ciclo de T^a simulada se activará el salto y el valor introducido en los registros “DAC1H” y “DAC1L” será el recibido por puerto serie del programa interfaz de usuario “simulador temperatura.vi” de LabVIEW. Cargaremos primero el byte alto de V_c+1 en DAC1H porque al estar configurado el dispositivo DAC en modo no sincronizado en el momento en que cargamos el byte bajo (en segundo lugar) será cuando físicamente tendremos el V_c en el pin DAC1 de la placa emuladora.

Seguidamente haremos una llamada a la subrutina retardo de 15 us (LCALL Delay_15us) que será el tiempo necesario para la conversión D/A.

Posteriormente llamaremos a la subrutina retardo de 2 s (LCALL Delay_2s) que será el tiempo requerido para acondicionar y estabilizar la señal de tensión de salida del circuito analógico.

El código implementado para las dos subrutinas de retardo se explicará posteriormente en el apartado 3.4.7 Subrutinas de Retardo.

El código de obtención de V_{out} mediante el dispositivo ADC lo explicaremos en el siguiente apartado.

Mostramos a continuación el fragmento de código explicado anteriormente:

```
;:::::::::::::::::::;
; BUCLE INFINITO PARA CONTROLAR LA TEMPERATURA ;
;::::::::::::::::::;

BUCLE:MOV A,Flag_tsim      ; colocamos "Flag_tsim" en reg.A para
                           ; tratarlo
CJNE A,#41h,INTRO_DAC   ; saltamos a "INTRO_DAC" si reg.A no es "A"
                           ; (#41h) (caso Vc temp. simulada)
MOV Vc+0,Vc_1V+0         ; colocamos (#68h) en byte bajo de Vc para
                           ; obtener Vc=1V (caso Vc temp. amb.)
MOV Vc+1,Vc_1V+1         ; colocamos (#06h) en byte alto de Vc para
                           ; obtener Vc=1V (caso Vc temp. amb.)

INTRO_DAC:
MOV DAC1H,Vc+1           ; cargamos byte alto de voltaje control en
                           ; registro alto del convertidor D/A
MOV DAC1L,Vc+0           ; cargamos byte bajo de voltaje control en
                           ; registro bajo del convertidor D/A
LCALL Delay_15us         ; llamamos a subrutina retardo de 15us (tiempo
                           ; necesario para Conversión D/A)
LCALL Delay_2s           ; llamamos a subrutina retardo de 2s
                           ; (tiempo de acondicionamiento y estabilización
                           ; del circuito analógico)
```

3.4.6.1 Obtención del Voltaje de Salida “Vout” del Convertidor A/D

Partiremos de las instrucciones “SETB EADC” y “SETB SCONV” que habilitarán la interrupción ADC e iniciarán la conversión A/D en modo simple por el canal “0” respectivamente.

Con el objetivo de retener el avance del programa, crearemos un bucle de espera hasta que se regrese de la rutina de interrupción ADC con el valor de la conversión capturado en Vout. Posteriormente deshabilitaremos la interrupción ADC (CLR EADC) y dejaremos nuevamente preparada la variable ADC_OK con valor “0” (MOV ADC_OK,#00h) de conversión A/D y captura de valor finalizado para la siguiente conversión.

Realizamos una copia de Vout en Vout_ant (voltaje de salida del ciclo anterior).

Mostramos el fragmento de código explicado:

```
; BLOQUE DEL PROGRAMA PARA OBTENER "Vout" DEL CONVERTIDOR A/D:
;-----
SETB EADC                ; habilitamos interrupción ADC
SETB SCONV                ; iniciamos conversión simple ADC por canal "0"

ESPERA:MOV R5,ADC_OK       ; bucle de espera hasta regresar de la
                           ; interrupción ADC
CJNE R5,#01h,ESPERA       ; comparamos "R5"(ADC_OK) con "1" y
                           ; saltamos a "ESPERA" si no es igual
CLR EADC                  ; deshabilitamos interrupción ADC
MOV ADC_OK,#00h             ; ponemos a "0" el flag "ADC_OK" de
                           ; conversión A/D y captura valor finalizado
MOV Vout_ant+0,Vout+0      ; guardamos byte bajo de ADC en byte bajo
                           ; de Vout anterior
MOV Vout_ant+1,Vout+1      ; guardamos byte alto de ADC en byte alto
                           ; de Vout anterior
```

3.4.6.2 Envío de “Flag_tsim” y Voltaje de Salida “Vout” por Puerto Serie (RS-232)

Para transmitir correctamente los 3 bytes necesarios para el control de la simulación de temperatura, necesitamos definir y generar la velocidad de transferencia de datos (Baud Rate). La documentación técnica nos indica varias maneras de generarla, en nuestro proyecto hemos escogido el Temporizador 1 (Timer1) como generador y una velocidad de transferencia de 9600 baudios. Necesitaremos cargar en el byte alto del registro de datos “TH1” el valor de #FD en hexadecimal mediante la instrucción “MOV TH1,#0FDh”. Este valor será recargado en el byte bajo del registro Temporizador 1 “TL1” para evitar errores de transferencia teniendo en cuenta que trabajamos con una frecuencia de reloj de núcleo de 11.0592 MHz.

En la siguiente instrucción “MOV TMOD,#20h”, configuraremos el Temporizador 1 en modo 8-bit de auto-recarga para el control de generación de velocidad de transferencia.

Necesitaremos también configurar el registro de control de puerto serie UART mediante la instrucción “MOV SCON,#50h”. De esta manera definimos la UART en modo 1: 8-bit con velocidad de transferencia variable (generada por medio del Temporizado1 anteriormente mencionado) y activaremos la recepción de puerto serie (bit REN = 1).

A continuación definiremos el bit SMOD = 0 del registro PCON (Power Control SFR) con la instrucción “MOV PCON,#00h” para no activar el valor doble de velocidad de transferencia de UART.

Seguidamente colocaremos el primer byte a transmitir (Flag_tsim) en el registro buffer de puerto serie “SBUF” por medio de la instrucción “MOV SBUF,Flag_tsim”. El byte comenzará a transmitirse justo después de que se ejecute esta instrucción. La siguiente instrucción será “SETB TR1” que se encargará de activar el Temporizador 1 como generador de velocidad de transmisión a 9600 baudios de 8-bit con la auto-recarga. A continuación crearemos un bucle de espera (WAIT_T1) de activación del bit “TI” (en registro SCON, bit SCON.1), dicho bit nos confirmará que el byte se ha transmitido. La instrucción será: “WAIT_T1: JNB TI,WAIT_T1”. Una vez hayamos salido del bucle, necesitaremos reiniciar a “0” el flag de control de desbordamiento del Temporizador 1 y el registro “TI” de control de byte transmitido. Las dos instrucciones serán: “CLR TF1” y “CLR TI”, respectivamente. Para finalizar el bloque de envío del byte “Flag_tsim” realizaremos una llamada a la subrutina retardo de 15 us antes de continuar con el siguiente envío que será el byte bajo de voltaje de salida (Vout+0). La transferencia de los 2 bytes de voltaje de salida que enviamos por puerto serie se implementan y ejecutan de forma idéntica al explicado para transferir el byte de control “Flag_tsim”.

A continuación mostramos el fragmento de código explicado:

```

;BLOQUE DEL PROGRAMA PARA TRANSMITIR "Flag_tsim" + "Vout" POR EL PUERTO
SERIE (RS-232):
;-----
    MOV TH1,#0FDh ; valor TH1 para recargar en TL1 para generar un
                   ; "Baud rate" de 9600
    MOV TMOD,#20h ; configurarmos Timer1 en modo: 8-bit autorecarga
    MOV SCON,#50h ; UART modo 1: 8-bit("Baud rate" variable) y
                   ; recepción Puerto Serie (REN=1)
    MOV PCON,#00h ; SMOD=0 (No activamos Doble UART "baud rate")

    MOV SBUF,Flag_tsim ; enviamos Flag_tsim al registro "SBUF"
    SETB TR1           ; activamos Timer1 como generador de "Baud
                       ; rate 9600" 8-bit autorecarga

WAIT_T1:JNB TI,WAIT_T1 ; esperamos la activación de "TI" (SCON.1) de
                       ; byte transmitido
    CLR TF1           ; ponemos a "0" el flag desbordamiento Timer1
                       ; (Timer1 Overflow Flag)
    CLR TI             ; ponemos a "0" el registro "TI" de byte
                       ; transmitido

    LCALL Delay_15us ; llamamos a subrutina retardo de 15us

    MOV SBUF,Vout+0 ; enviamos byte bajo de voltaje de salida (Vout)
                     ; al registro "SBUF"
    SETB TR1           ; activamos Timer1 como generador de "Baud rate
                       ; 9600" 8-bit autorecarga

WAIT_T2:JNB TI,WAIT_T2 ; esperamos la activación de "TI" (SCON.1) de
                       ; byte transmitido
    CLR TF1           ; ponemos a "0" el flag desbordamiento Timer1
                       ; (Timer1 Overflow Flag)
    CLR TI             ; ponemos a "0" el registro "TI" de byte
                       ; transmitido

    LCALL Delay_15us ; llamamos a subrutina retardo de 15us

    MOV SBUF,Vout+1 ; enviamos byte alto de voltaje de salida (Vout)
                     ; al registro "SBUF"
    SETB TR1           ; activamos Timer1 como generador de "Baud rate
                       ; 9600" 8-bit autorecarga

WAIT_T3:JNB TI,WAIT_T3 ; esperamos la activación de "TI" (SCON.1) de
                       ; byte transmitido
    CLR TF1           ; ponemos a "0" el flag desbordamiento Timer1
                       ; (Timer1 Overflow Flag)
    CLR TI             ; ponemos a "0" el registro "TI" de byte
                       ; transmitido

    LCALL Delay_15us ; llamamos a subrutina retardo de 15us

```

3.4.6.3 Recibir Voltaje de Control “Vc” por Puerto Serie)

Las 4 primeras instrucciones serán idénticas a las del apartado anterior 3.4.6.2 *Envío de “Flag_tsim” y Voltaje de Salida “Vout” por Puerto Serie (RS-232)*:

- MOV TH1,#0FDh ; valor TH1 para recargar en TL1 para generar un "Baud rate" de 9600
- MOV TMOD,#20h ; configurarmos Timer1 en modo: 8-bit autorecarga
- MOV SCON,#50h ; UART modo 1: 8-bit("Baud rate" variable) y recepción Puerto Serie (REN=1)
- MOV PCON,#00h ; SMOD=0 (No activamos Doble UART "baud rate")

Para recibir los 2 bytes de voltaje de control “Vc” enviados por puerto serie desde el programa “simulador temperatura.vi” de LabView procederemos de la siguiente forma:

En primer lugar, activaremos el Temporizador 1 como generador de velocidad de transferencia a 9600 baudios en modo 8-bit de auto-recarga con la misma instrucción empleada en el apartado anterior “SETB TR1”. Seguidamente, crearemos el bucle de espera (WAIT_R1) de activación del bit “RI” (en registro SCON, bit SCON.0), dicho bit nos confirmará que el byte ha sido recibido. La instrucción que utilizaremos será: “WAIT_R1: JNB RI,WAIT_R1”. Una vez hayamos salido del bucle, cogeremos el byte recibido en el registro buffer del puerto serie “SBUF” y lo guardaremos en la variable Vc (byte bajo primero, Vc+0) mediante la instrucción “MOV Vc+0,SBUF”. Necesitaremos reiniciar a valor “0” el flag de control de desbordamiento del Temporizador 1 y el registro “RI” de control de byte recibido utilizando las instrucciones “CLR TF1” y “CLR RI”, respectivamente. Igual que en el apartado anterior realizaremos una llamada a la subrutina retardo de 15 us después de cada bloque de recepción de byte.

El código implementado para recibir el byte alto de voltaje de control (Vc+1) será igual pero añadiendo la instrucción “ANL Vc+1,#0Fh” después de guardar el valor obtenido en el registro buffer “SBUF” en la variable Vc+1. Esta instrucción aplica una “AND” a la variable Vc+1 de manera que pondrá a valor “0” los 4 bits de mayor peso ya que la precisión de los dispositivos ADC y DAC del micro ADuC812 es de 12-Bit (byte bajo Vc+0 más los 4 bits menos significativos del byte alto Vc+1).

Por último guardaremos una copia del valor de la variable Vc en Vc_ant (voltaje de control del ciclo anterior).

Mostramos a continuación el fragmento de código explicado:

```

; BLOQUE DEL PROGRAMA PARA RECIBIR "Vc" POR EL PUERTO SERIE (RS-232):
;-----
    MOV TH1,#0FDh ; valor TH1 para recargar en TL1 para generar un
                    ; "Baud rate" de 9600
    MOV TMOD,#20h ; configurarmos Timer1 en modo: 8-bit autorecarga
    MOV SCON,#50h ; UART modo 1: 8-bit("Baud rate" variable) y
                    ; recepción Puerto Serie (REN=1)
    MOV PCON,#00h ; SMOD=0 (No activamos Doble UART "baud rate")

    SETB TR1      ; activamos Timer1 como generador de "Baud rate
                    ; 9600" 8-bit autorecarga
WAIT_R1:JNB RI,WAIT_R1 ; esperamos la activación de "RI" (SCON.0) de
                        ; byte recibido
    MOV Vc+0,SBUF ; cogemos byte bajo de Vc del registro "SBUF"
    CLR TF1       ; ponemos a "0" el flag desbordamiento Timer1
                    ; (Timer1 Overflow Flag)
    CLR RI        ; ponemos a "0" el registro "RI" de byte recibido

    LCALL Delay_15us ; llamamos a subrutina retardo de 15us

    SETB TR1      ; activamos Timer1 como generador de "Baud rate
                    ; 9600" 8-bit autorecarga
WAIT_R2:JNB RI,WAIT_R2 ; esperamos la activación de "RI" (SCON.0) de
                        ; byte recibido
    MOV Vc+1,SBUF ; cogemos byte alto de Vc del registro "SBUF"
    ANL Vc+1,#0Fh ; aplicamos una "AND" para poner a "0" los 4 bits
                    ; altos
    CLR TF1       ; ponemos a "0" el flag desbordamiento Timer1
                    ; (Timer1 Overflow Flag)
    CLR RI        ; ponemos a "0" el registro "RI" de byte recibido

    LCALL Delay_15us ; llamamos a subrutina retardo de 15us

    MOV Vc_ant+0,Vc+0 ; guardamos byte bajo de Vc en byte bajo de
                        ; Vc anterior
    MOV Vc_ant+1,Vc+1 ; guardamos byte alto de Vc en byte alto de
                        ; Vc anterior

```

3.4.6.4 Transmitir/Recibir cada 30 segundos la Temperatura Ambiente y cada 2 segundos la Temperatura Simulada

Para transmitir y recibir la temperatura ambiente cada 30 segundos y la temperatura simulada cada 2 segundos necesitamos crear una cuenta atrás (variable CA_tamb). El valor inicial definido (#15), decrementará cada 2 segundos aproximadamente. Este tiempo es el retardo introducido por la llamada a la subrutina “Delay_2s” para el acondicionamiento y estabilización de la señal de salida “Vout” del circuito analógico. Hemos considerado que la actualización de la temperatura ambiente cada 30 segundos es un tiempo razonable y suficiente, ya que al tratarse de un proyecto de tipo experimental diseñado para demostración en laboratorio no comportará cambios rápidos de temperatura. Del mismo modo consideramos razonable la actualización de la temperatura simulada cada 2 segundos introducido por el mismo retardo “Delay_2s” para el ciclo de obtención de la T^a simulada.

El tratamiento que emplearemos será mediante la instrucción “DJNZ CA_tamb,CAMBIO” que primero decrementa en una unidad la variable “CA_tamb” para comparar posteriormente con el valor “0”.

En el caso CA_tamb diferente de cero saltaremos a la etiqueta “CAMBIO” donde ejecutaremos la instrucción “MOV Flag_tsim,#53h”, dando el valor #53 en hexadecimal (equivalente a la letra “S”) para iniciar el ciclo de tratamiento de T^a simulada. Seguidamente realizaremos el salto al inicio del bucle de control de temperatura (etiqueta “BUCLE”) mediante la instrucción “LJMP BUCLE”.

Y para el caso de CA_tamb igual a cero (fin de cuenta atrás) no saltaremos a “CAMBIO”. Pasaremos a ejecutar la instrucción “MOV CA_tamb,#15” cargando de nuevo el valor inicial #15 de cuenta incremental de 30 segundos. Seguidamente, por medio de la instrucción “MOV Flag_tsim,#41h” daremos el valor #41 en hexadecimal (equivalente a la letra “A”) para iniciar el ciclo de tratamiento de T^a ambiente. Y por último saltaremos al inicio del bucle de control de temperatura (etiqueta “BUCLE”) con la instrucción “LJMP BUCLE”.

A continuación mostramos el fragmento de código explicado:

```
; TRATAMIENTO PARA TRANSMITIR "Vout temp. amb." cada 30s y "Vout temp.
simulada" cada 2s:
;-----
DJNZ  CA_tamb,CAMBIO      ; decrementamos CA_tamb (cuenta atrás) y
                           ; saltamos a "CAMBIO" si no es "0"

MOV   CA_tamb,#15          ; cargamos #15 en CA_tamb para iniciar de
                           ; nuevo la cuenta atrás de 30s
MOV   Flag_tsim,#41h       ; colocamos "A" (#41h) en Flag_tsim para
                           ; transmitir Vout de temp. amb.
LJMP  BUCLE                ; saltamos al inicio del bucle para
                           ; transmitir Vout de temp. amb.

CAMBIO:MOV  Flag_tsim,#53h ; colocamos "S" (#53h) en Flag_tsim para
                           ; transmitir Vout de temp. simulada
LJMP  BUCLE                ; saltamos al inicio del bucle para
                           ; transmitir Vout de temp. simulada
```

3.4.7 Subrutinas de Retardo

Las dos subrutinas empleadas son de retardo y para implementarlas hemos tenido en cuenta los periodos de oscilación requeridos por el núcleo del microcontrolador para ejecutar cada una de las instrucciones necesarias. Esta información ha sido facilitada a través del juego de instrucciones de la documentación técnica.

Para la subrutina retardo de 15 us “Delay_15us” utilizaremos la constante “Carga04” que inicializaremos con un valor previamente calculado. Dicha instrucción “MOV Carga04,#05h” se ejecutará en 24 periodos de oscilación. La instrucción “RET” de retorno de subrutina necesitará otros 24 periodos. Para calcular el valor de “Carga04” debemos tener en cuenta los periodos de oscilación necesarios para ejecutar la instrucción de tipo decremental “DJNZ” que serán 24 ciclos. De esta manera podemos realizar los siguientes cálculos:

$$Fosc = 11.0592 \text{ MHz} \Rightarrow Tosc = \frac{1}{Fosc} = \frac{1}{11.0592 \text{ MHz}} = 0.090422453 \text{ us}$$

$$N^{\circ} \text{ Periodos TOTAL} = \text{Retardo TOTAL} \div Tosc = \frac{15 \text{ us}}{0.090422453 \text{ us}} = 165.888 \text{ periodos}$$

$$\text{Periodos de las instrucciones "MOV" + "RET"} = 24 + 24 = 48 \text{ periodos}$$

$$\text{Periodos TOTALES de instrucción decremental} = 165.888 - 48 = 117.888 \text{ periodos}$$

$$\text{Valor "Carga04"} = \frac{\text{Periodos TOTALES "DJNZ"}}{\text{periodos x instrucción "DJNZ"}} = \frac{117.888}{24} = 4.912$$

Asignamos valor entero: “Carga04” = 5

$$\text{Retardo TOTAL} = [168 \text{ periodos} (24 + 120 + 24)] \times Tosc = 15.19 \text{ us}$$

Mostramos a continuación el fragmento de código explicado:

```
;;;;;;
; SUBRUTINAS ;
;;;;;;

;;;;;;
; RETARDO DE 15us ;
;;;;;;
Delay_15us:           ;retardo de 168 ciclos x 0.090422us = 15.19us
    MOV    Carga04,#05h ;cargamos valor de 5 decimal en carga04
                        ;(24 ciclos)
DECREM:DJNZ Carga04,DECREM ;decrementamos valor de carga04 5 veces
                            ;saltando a DECREM (24ciclos x 5)
RET                  ;retorno de subrutina "Delay_15us"(24 ciclos)
```

La subrutina retardo “Delay_2s” se estructura en una serie de repeticiones agrupando instrucciones de tipo decremental. Requerirá también un total de 3 constantes (Carga01, Carga02 y Carga03) que inicializaremos con unos valores previamente calculados:

$$\text{Periodos TOTAL} = \text{Retardo TOTAL} \div T_{osc} = \frac{2 \text{ s}}{0.090422453 \text{ us}} = 22118400.17 \text{ periodos}$$

$$\text{Valor Carga TOTAL} = \frac{\text{Periodos TOTALES}}{\text{periodos } x \text{ "DJNZ"}} = \frac{22118400.17}{24} = 921600.0072$$

Debido a la definición de constantes creada inicialmente, tenemos que tanto Carga01, Carga02 como Carga03 son de 8-bit y podremos conseguir un tratamiento de cuenta de carga con cada una de ellas de 256 unidades ($2^8 = 256$ decimal = FF en hexadecimal). De esta manera calcularemos los valores de las tres constantes de carga:

$$\text{Resto(1) Valor Carga} = \text{Valor Carga TOTAL} \div \text{Carga01} = \frac{921600}{256d \text{ (FFh)}} = 3600$$

Hemos asignado: **“Carga01” = 256 (FFh)**

$$\text{Resto(2) Valor Carga} = \text{Resto(1) Valor Carga} \div \text{Carga02} = \frac{3600}{100d \text{ (64h)}} = 36$$

Hemos asignado: **“Carga02” = 100 (64h)**

Asignamos el Resto(2) Valor Carga como: **“Carga03” = 36 (24h)**

$$\text{Retardo TOTAL} = [24 \text{ periodos } x (\text{Carga01} x \text{Carga02} x \text{Carga03})] x T_{osc}$$

$$\text{Retardo TOTAL} = [24 \text{ periodos } (256 x 100 x 36)] x T_{osc} = \mathbf{1.99999 \text{ segundos}}$$

De la siguiente forma podremos concluir que ejecutando la instrucción “DJNZ” 256 veces, dicho bloque ejecutado 100 veces más y a su vez este segundo bloque ejecutado 36 veces más obtendremos el “Valor de Carga TOTAL” de 921600 veces. Si este último valor lo multiplicamos por 24 periodos que necesitará cada instrucción “DJNZ” para ejecutarse obtendremos el valor de “Periodos TOTAL” de 22118400.

Y por último, multiplicando el valor de “Periodos TOTAL” por el valor del periodo de oscilación del núcleo del microcontrolador “Tosc”, obtendremos el “Retardo TOTAL” necesario para la subrutina “Delay_2s”. Teniendo en cuenta el valor calculado anteriormente podremos considerar que se trata de un retardo de 2 segundos.

Mostramos a continuación el fragmento de código explicado:

```
;;;;;;;;;;;;;;
; RETARDO DE 2 SEGUNDOS ;
;;;;;;;;;;;;;;
Delay_2s:    ; retardo [24 ciclos x (256x100x36 veces) x 0.090422us] = 2s

    MOV    Carga03,#24h      ; cargamos valor de 36 decimal en carga03
PASO_1:MOV    Carga02,#064h    ; cargamos valor de 100 decimal en carga02
PASO_2:MOV    Carga01,#0FFh    ; cargamos valor de 255 decimal en carga01
PASO_3:DJNZ   Carga01,PASO_3  ; decrementamos valor de carga01 256 veces
                                ; saltando a PASO_3
    DJNZ   Carga02,PASO_2  ; decrementamos valor de carga02 100 veces
                            ; saltando a PASO_2
    DJNZ   Carga03,PASO_1  ; decrementamos valor de carga03 36 veces
                            ; saltando a PASO_1
RET
END
```

3.4.8 Generación del Archivo “sim_temp.hex” mediante el Programa ASM51 (8051 Cross Assembler)

El código ensamblador implementado “sim_temp.asm” lo ensamblaremos por medio del programa ASM51 (8051 Cross Assembler). Este paso es necesario para poder simular y posteriormente grabar en el microcontrolador el archivo “sim_temp.hex” generado. Al ejecutar el programa “asm51.exe” se abrirá una ventana de sistema MS-DOS (figura nº 49) donde deberemos escribir el nombre del archivo “sim_temp.asm” a ensamblar y presionar “Enter”.

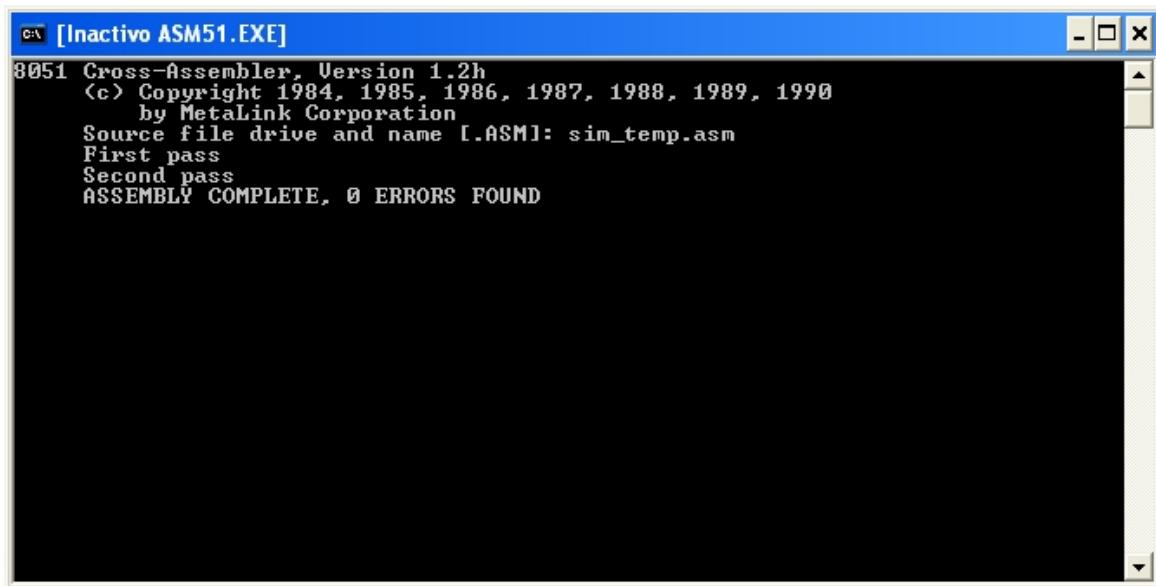


Figura 49. Ventana de Sistema MS-DOS del Programa ASM51.exe

Generará dos archivos, el primero “sim_temp.lst” mostrará el código en ensamblador con los errores detectados, marcados directamente en la instrucción errónea correspondiente y el número de error con su mensaje de error asociado.

Ejemplo de errores en el código ensamblador del “sim_temp.lst”:

```

0071 750000      160    MOV    Vc+0,#0m      ; 2 bytes voltage de control de
                                         entrada circuito = 0
*****-----^
****ERROR #4: Illegal digit for radix
0074 750100      161    MOV    Vc+1,#0      ;
162
163    MOxV  Vc_ant+0,#0 ; 2 bytes voltage de control de
                                         entrada circuito (anterior) = 0
*****-----^
****ERROR #23: Illegal or missing directive

```

El archivo muestra también una primera columna incluyendo la dirección de memoria de programa donde está ubicada la instrucción ha ejecutar. En el ejemplo anterior hablamos de “0071” y “0074”.

Encontramos otra columna en la que se incluye el número de línea de programa. También contamos como líneas las que únicamente tienen un “Enter”, es decir, que no tienen información visible. En el ejemplo anterior aparece la 160, 161, 162 y 163.

Al final del archivo encontraremos la versión del programa ensamblador, el número de errores encontrados y la lista resumen de errores en el código ensamblador.

Ejemplo de la lista resumen de errores encontrados en el código ensamblador:

```

VERSION 1.2h ASSEMBLY COMPLETE, 2 ERRORS FOUND

ERROR SUMMARY:
Line #160, ERROR #4: Illegal digit for radix
Line #163, ERROR #23: Illegal or missing directive
ERRORES

```

Por último, el archivo “.lst” incorpora la lista de nombres mnemotécnicos tanto los predefinidos en registros de función especial (SFR) como los creados por el usuario con su dirección de memoria (ubicación) asignada.

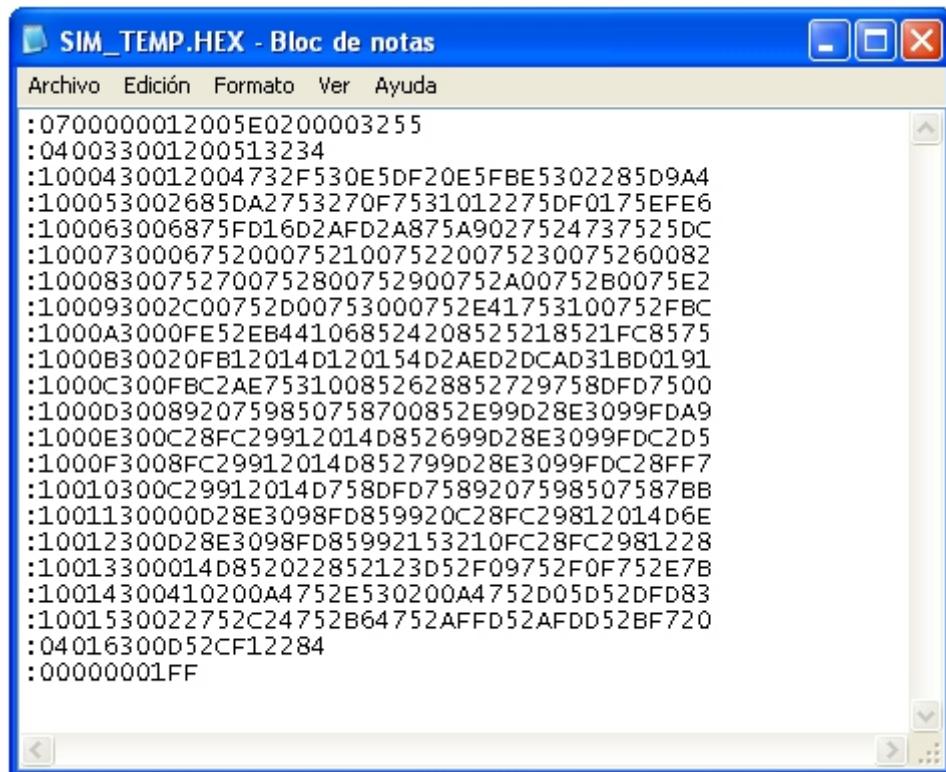
Ejemplo de lista de nombres mnemotécnicos y su dirección de memoria asignada:

ACC	D	ADDR	00E0H	PREDEFINED
ADCCON1	D	ADDR	00EFH	PREDEFINED
ADCDATAH	D	ADDR	00DAH	PREDEFINED
ADCDATAL	D	ADDR	00D9H	PREDEFINED
ADC_OK	D	ADDR	0325H	
BUCLE	C	ADDR	009EH	
CAMBIO	C	ADDR	0111H	

El segundo archivo generado “**sim_temp.hex**” será el que utilizaremos para realizar la simulación del código ensamblador implementado mediante el programa ADSIM versión 3.650 que trataremos en el apartado siguiente.

También será el archivo que grabaremos en el microcontrolador con el fin de realizar el control completo de la simulación de temperatura conjuntamente con el programa “simulador temperatura.vi” de LabVIEW. En este caso de grabación del código en el micro lo ejecutaremos con el programa WSD V6.06.

El archivo con extensión “.hex” de tipo objeto de lenguaje máquina está creado en formato Hexadecimal Intel estándar y abriéndolo con el programa “Bloc de notas” observaremos el código hexadecimal mostrado en la figura nº 50.



```
:0700000012005E0200003255
:040033001200513234
:1000430012004732F530E5DF20E5FBE5302285D9A4
:100053002685DA2753270F7531012275DF0175EFE6
:100063006875FD16D2AFD2A875A9027524737525DC
:100073000675200075210075220075230075260082
:10008300752700752800752900752A00752B0075E2
:100093002C00752D00753000752E41753100752FBC
:1000A3000FE52EB441068524208525218521FC8575
:1000B30020FB12014D120154D2AED2DCAD31BD0191
:1000C300FBC2AE753100852628852729758DFD7500
:1000D3008920759850758700852E99D28E3099FDA9
:1000E300C28FC29912014D852699D28E3099FDC2D5
:1000F3008FC29912014D852799D28E3099FDC28FF7
:10010300C29912014D758DFD7589207598507587BB
:1001130000D28E3098FD859920C28FC29812014D6E
:10012300D28E3098FD85992153210FC28FC2981228
:10013300014D852022852123D52F09752F0F752E7B
:10014300410200A4752E530200A4752D05D52DFD83
:1001530022752C24752B64752AFFD52AFDD52BF720
:04016300D52CF12284
:00000001FF
```

Figura 50. Archivo “sim_temp.hex” utilizando el Programa “Bloc de Notas”

3.4.9 Simulación del Código “sim_temp.hex” mediante ADSIM versión 3.650

En primer lugar explicaremos el funcionamiento general del programa ADSIM por medio de las funciones de los iconos de comandos, los menús de herramientas y opciones.

En la figura nº 51 mostramos la descripción de los iconos de comandos del programa ADSIM:

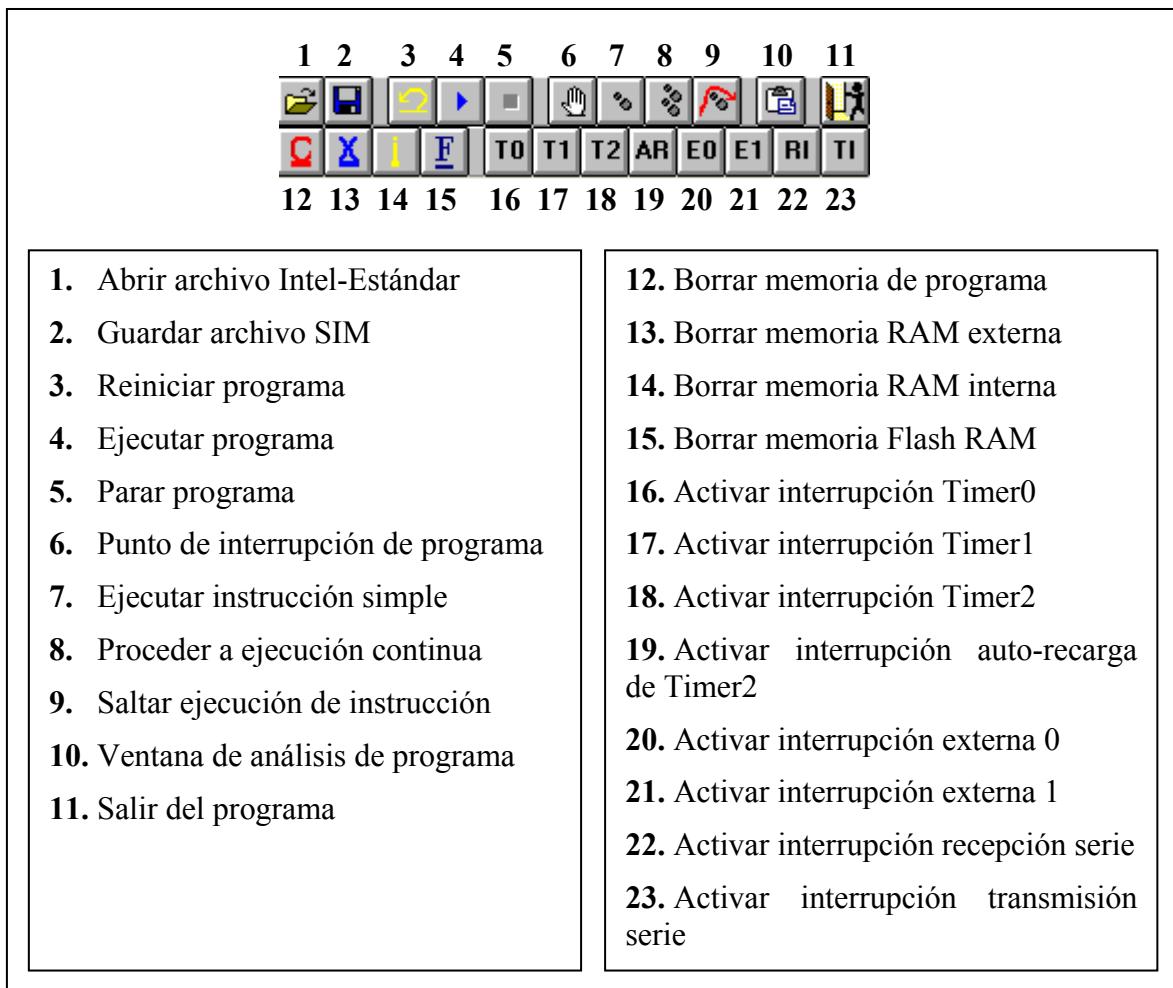


Figura 51. Descripción de los Iconos de Comandos del Programa ADSIM

En la figura siguiente nº 52 mostramos una captura de pantalla del programa ADSIM incluyendo las ventanas utilizadas para realizar la simulación:

- Programa desensamblado (Program Disassembly).
- Información del núcleo 8051 (8051 Core).
- Monitoreo de alimentación del chip (On-Chip Monitors).
- Registros de función especial de Temporizadores (Timer SFRs).
- Terminal UART de Puerto Serie (UART Terminal Window).
- Memoria interna de datos (Internal Data Memory - IRAM).
- Registros de función especial de dispositivos analógicos (Analog SFRs).

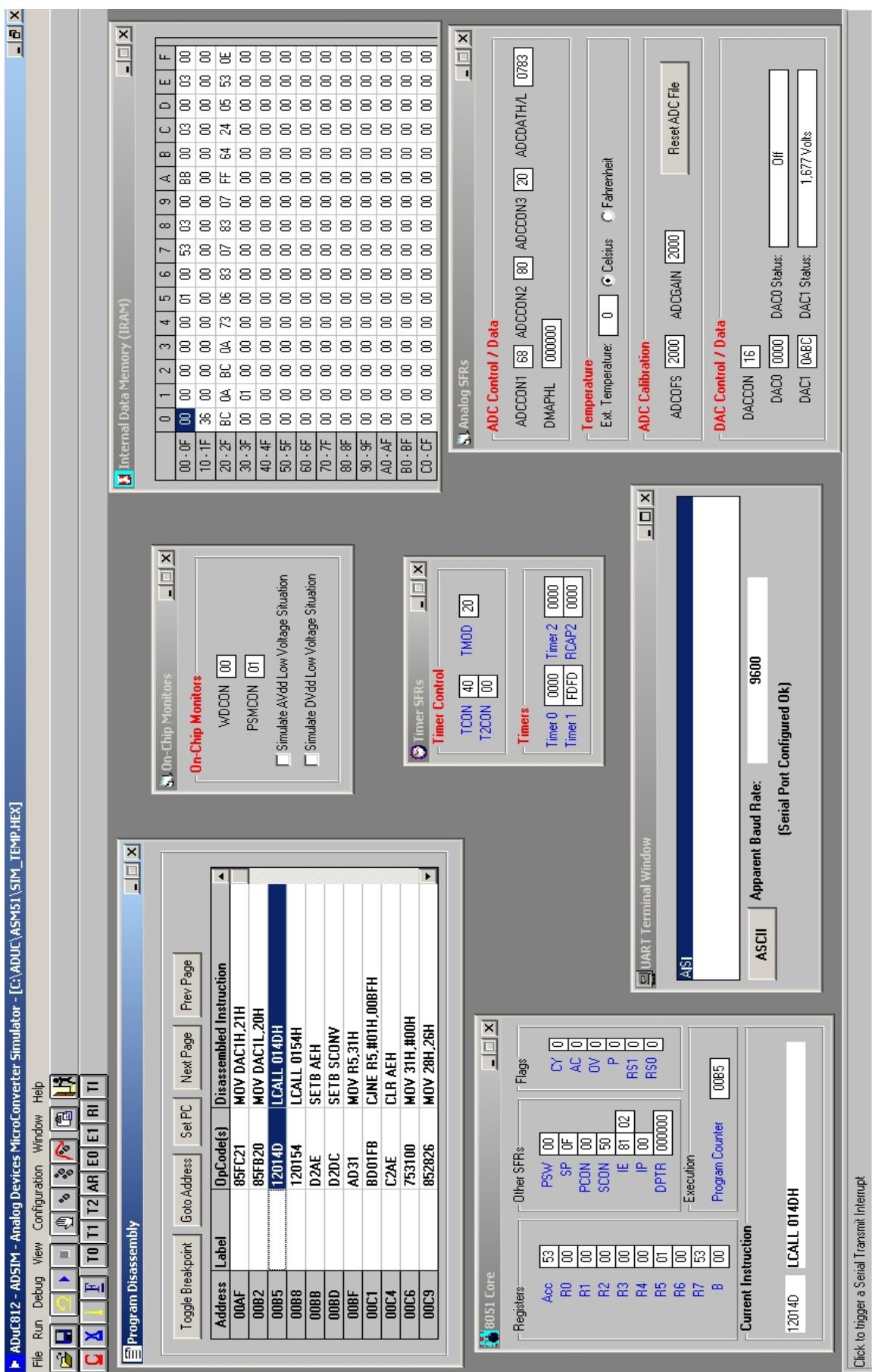


Figura 52. Captura de Pantalla del Programa ADSIM con Ventanas de Simulación

a) Programa desensamblado (Program Disassembly):

En la figura nº 53 de la ventana de programa desensamblado se muestra la lista de instrucciones desensambladas que ejecuta el programa implementado. En este caso la siguiente instrucción en ejecutarse será la apuntada en la dirección 00B5 por el Contador de Programa: “LCALL 014DH” (LCALL Delay_15us).

La subrutina Delay_15us está ubicada en la dirección 014DH (014D Hexadecimal). En el momento posterior de ejecución de la instrucción de llamada a la subrutina, el contador de programa pasará a apuntar a la dirección 014DH donde ejecutará la primera instrucción de “Delay_15us”.

Podemos observar por ejemplo, que la siguiente instrucción ubicada en la dirección 00B8 de memoria de programa apunta a la instrucción “LCALL 0154H”. En este segundo caso, la dirección 0154H de memoria de programa hace referencia a la primera instrucción de la subrutina “Delay_2s”.

Seleccionando con el botón izquierdo del ratón podremos crear un “punto de interrupción de programa” (Toggle Breakpoint), dirigirnos a la dirección deseada (Goto Address), colocar el puntero del contador de programa en la dirección deseada (Set PC) y avanzar o retroceder página de la lista de instrucciones (Next Page / Prev Page, respectivamente).

Mediante la opción de dirigirnos a la dirección deseada (Goto Address) podremos comprobar que efectivamente introduciendo el valor hexadecimal 014D observaremos la lista desplazada hasta esa dirección de memoria de programa. La primera instrucción desensamblada será:

MOV 2DH,#05H donde la dirección “2DH” de memoria interna de datos equivale a la constante “Carga04” creada en el código ensamblador. Dicha constante recibirá el valor de “5” para poder realizar correctamente la subrutina retardo de 15 us explicada anteriormente en el apartado 3.4.7 *Subrutinas de Retardo*.

Address	Label	OpCode(\$)	Disassembled Instruction
00AF		85FC21	MOV DAC1H,21H
00B2		85FB20	MOV DAC1L,20H
00B5		12014D	LCALL 014DH
00B8		120154	LCALL 0154H
00BB		D2AE	SETB AEH
00BD		D2DC	SETB SCONV
00BF		AD31	MOV R5,31H
00C1		BD01FB	CJNE R5,#01H,00BFH
00C4		C2AE	CLR AEH
00C6		753100	MOV 31H,#00H
00C9		852826	MOV 28H,26H

Figura 53. Programa Desensamblado

b) Información del núcleo 8051 (8051 Core):

En la figura nº 54 de información de núcleo 8051 se muestran los registros de R0 a R7, el registro de tipo acumulador “Acc” y el registro auxiliar para operaciones matemáticas “B”. En nuestro programa utilizamos el registro acumulador “Acc” como variable de tratamiento de temperatura del ciclo de trabajo, es decir, Acc = #53h (“S”) para tratar T^a simulada y Acc = #41h (“A”) para T^a ambiente. También utilizamos el registro R5 para colocar el valor de la variable “ADC_OK” del bucle de espera de retorno de la interrupción A/D de conversión y captura de valor.

Por otra parte, esta ventana muestra otros registros de función especial SFR. El primer registro es la Palabra de Estado de Programa (PSW - Program Status Word) que incluye los bits de flag de la última columna “Flags”: Acarreo (CY), Auxiliar de acarreo (AC), Desbordamiento (OV), Bit de Paridad (P) y los Bits de Selección de Banco de Registros (RS1 y RS0). El siguiente es el Puntero de Pila (SP - Stack Pointer) utilizado internamente para apuntar a la dirección RAM correspondiente. A continuación tenemos el registro de Control de Alimentación (PCON - Power Control) contenido en bits de opciones de guardado de alimentación. En la posición siguiente está el registro de Control de comunicaciones Serie (SCON - Serial communications Control) incluyendo los bits de configuración de la UART y de control de byte transmitido o recibido. A continuación tenemos los dos registros de Habilitación de Interrupciones (IE y IE2 - Interrupt Enable) y el de Prioridad de Interrupción (IP - Interrupt Priority). Por último, nos encontramos con el Puntero de Datos (DPTR - Data Pointer) formado por 3 registros de 8-bit.

La ventana de información del núcleo 8051 incluye un apartado información de ejecución mostrando la dirección de memoria de programa apuntada por el Contador de Programa (Program Counter). En el ejemplo de la figura nº 54 será la dirección “00B5”.

Por último, se puede observar la Instrucción Actual, es decir, la que está ejecutándose (Current Instruction). En la figura nº 54 se trata de la instrucción “LCALL 014DH”.

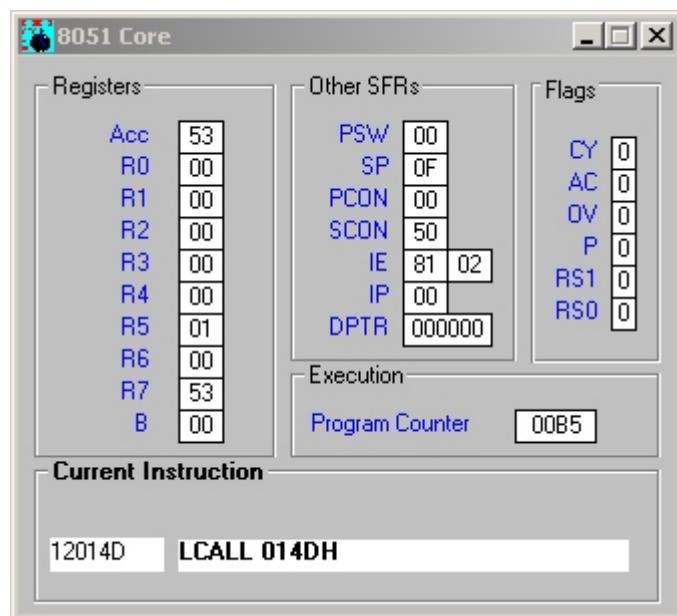


Figura 54. Información del núcleo 8051

c) Monitoreo de alimentación del chip (On-Chip Monitors):

En la figura nº 55 de monitoreo de alimentación del chip se muestran los 2 registros de función especial. El primero es el Detector por temporizador de tiempo de espera elevado (WDCON – Watchdog Timer Control) por permanecer en un estado de error demasiado tiempo debido a un posible error de programación. Y el segundo es el Monitoreo de tensión de alimentación (PSMCON – Power Supply Monitor Control). Mediante las dos opciones de simulación de situación de bajo voltaje AVdd y/o DVdd (Simulate AVdd/DVdd Low Voltage Situation) podremos comprobar como al activarlas saltaremos directamente a la rutina de interrupción de “PSMCON”.

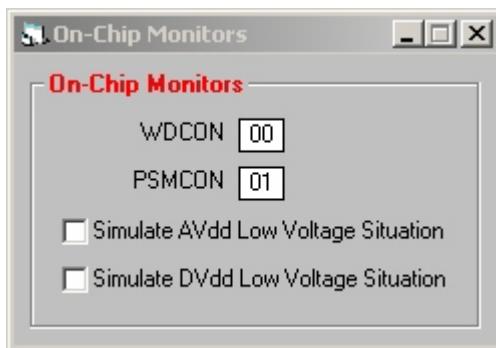


Figura 55. Monitoreo de Alimentación del Chip

d) Registros de función especial de Temporizadores (Timer SFRs):

En la figura nº 56 de Control de Temporizadores se observan los registros de función especial de configuración de Temporizadores/Contadores. En primer lugar aparece el Control de Temporizador 0/1 (TCON – Timer Control), en nuestro caso activaremos el Temporizador 1 como generador de velocidad de transferencia a 9600 baudios. En segundo lugar tenemos el Modos de operación de Temporizador (TMOD – Timer Mode) donde configuraremos el Timer 1 a 8-bit con auto-recarga. Por último, el Control de Temporizador/Contador 2 (T2CON – Timer/Counter 2 Control).

En la parte inferior de la ventana de “Timer SFRs” tenemos el valor de los Temporizadores 0, 1 y 2. En nuestro proyecto empleamos el “Timer 1” con valor de auto-recarga “FD” hexadecimal en el byte alto del Temporizador 1 “TH1” para generar la velocidad de transferencia de 9600 baudios con auto-recarga (TH1) de 8-bit.

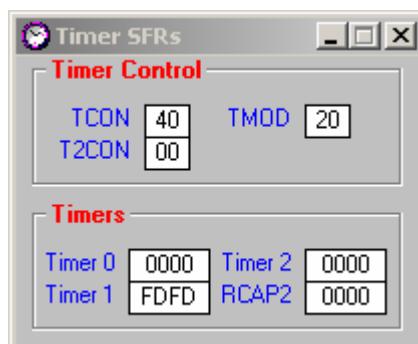


Figura 56. Registros de Función Especial de Temporizadores

e) Terminal UART de Puerto Serie (UART Terminal Window):

En la figura nº 57 de la ventana de terminal UART de puerto serie observamos un campo de texto en código ASCII donde aparecen los bytes transmitidos. En este caso se puede observar la transmisión del ciclo inicial de T^a ambiente (A█) y del siguiente ciclo de T^a simulada (S█). El primer byte transmitido de cada uno de los ciclos hace referencia a la variable “Flag_tsim”, el símbolo █ en código ASCII equivale al byte bajo de voltaje de salida Vout+0 capturado mediante el ADC canal 0 y el tercer byte transmitido equivale al byte alto de voltaje de salida Vout+1 capturado por el ADC0. En este último byte no se muestra nada en el campo de texto ya que se han eliminado los 4 bits de mayor peso y el resultado en código ASCII no equivale a ningún símbolo, letra o número visible.

Se observa también un botón ejecutable en color gris con la palabra “ASCII” escrita en el centro que servirá para introducir, mediante otra ventana adyacente, el valor del byte que deseamos recibir. En nuestro caso simularemos la recepción del voltaje de control con 2 bytes (byte menor peso primero “Vc+0” seguido del byte de mayor peso “Vc+1”).

Por último, se muestra el valor configurado de la velocidad de transferencia aparente, en nuestro caso será de 9600 baudios y en la parte inferior de la ventana un mensaje, entre paréntesis, indicando que la correcta configuración del puerto serie.

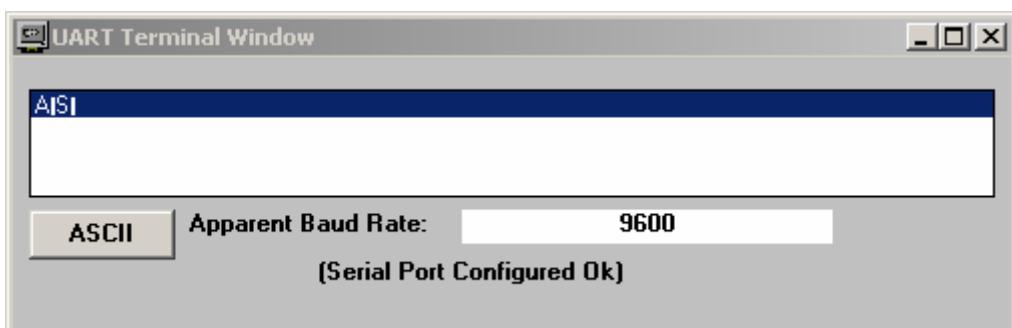


Figura 57. Terminal UART de Puerto Serie

f) Memoria interna de datos (Internal Data Memory - IRAM):

En la figura nº 58 de memoria interna de datos (IRAM) se muestra el mapa de bytes de valores de dicha memoria interna. Mediante una flecha de color rojo indicamos la dirección “20h”, a partir de la cual, hemos reservado los bytes para nuestras constantes y variables del programa. Desde la dirección 00h hasta la 1Fh son bytes reservados para los cuatro bancos de registros (Banco 0, 1, 2 y 3).

La primera variable que nos encontramos es el voltaje de control “Vc” y estará compuesta por el byte bajo Vc+0 en la dirección “20h” (valor ejemplo: BCh) y el byte alto Vc+1 en la “21h” (valor ejemplo: 0Ah).

La siguiente será voltaje de control del ciclo anterior “Vc_ant” compuesta por byte bajo Vc_ant+0 en la dirección “22h” (valor ejemplo: BCh) y por byte alto Vc_ant+1 en la dirección “23h” (valor ejemplo: 0Ah).

A continuación tenemos la constante de voltaje de control 1V para tratamiento del ciclo de T^a ambiente “Vc_1V” desglosada en byte bajo Vc_1V+0 con dirección “24h” (valor ejemplo: 73h) y byte alto Vc_1V+1 con dirección “25h” (valor ejemplo: 06h).

Le sigue la variable de voltaje de salida del circuito analógico “Vout” combinando el byte bajo Vout+0 en la dirección “26h” (valor ejemplo: 83h) y el byte alto Vout+1 en la dirección “27h” (valor ejemplo: 07h).

La siguiente será voltaje de salida del circuito analógico del ciclo anterior “Vout_ant” compuesta por byte bajo Vout_ant+0 en la dirección “28h” (valor ejemplo: 83h) y por byte alto Vout_ant+1 en la dirección “29h” (valor ejemplo: 07h).

Los próximos 3 bytes serán los utilizados en la subrutina retardo de 2 segundos “Delay_2s” para acondicionar y estabilizar la señal de voltaje de salida del circuito analógico. El primer byte está asignado a la constante Carga01 en la dirección “2Ah” (valor ejemplo: FFh). El segundo determina la constante Carga02 en la dirección “2Bh” (valor ejemplo: 64h). El tercero y último nos indica la constante Carga03 en la dirección “2Ch” (valor ejemplo: 24h).

El siguiente byte lo reservamos para la subrutina retardo de 15 us “Delay_15us” asignado a la constante Carga04 en la dirección “2Dh” (valor ejemplo: 05h).

El byte posterior será para la variable “Flag_tsim” de control de ciclo de tratamiento de T^a, asignado en la dirección “2Eh” (valor ejemplo: 53h).

A continuación tenemos la variable “CA_tamb” de cuenta atrás de muestreo de T^a ambiente cada 30 segundos en la dirección “2Fh” (valor ejemplo: 0E).

El penúltimo está asignado a la variable auxiliar “Var_aux1” empleada en la rutina de interrupción de PSM. Se encuentra en la dirección “30h” (valor ejemplo: 00h).

Por último observamos la reserva del byte de control de la interrupción de conversión A/D y captura de valor “ADC_OK” en la dirección “31h” (valor ejemplo: 01h).

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
00 - 0F	00	00	00	00	00	01	00	53	03	00	BB	00	03	00	03	00
10 - 1F	Vc	Vc_ant	Vc_1V	Vout	Vout_ant	Delay_2s										
20 - 2F	BC	0A	BC	0A	73	06	83	07	83	07	FF	64	24	05	53	0E
30 - 3F	00	01	00	00	00	00	00	00	00	00						
40 - 4F	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00						
50 - 5F	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00						
60 - 6F	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00						
70 - 7F	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
80 - 8F	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
90 - 9F	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
A0 - AF	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
B0 - BF	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
CO - CF	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	

Figura 58. Memoria Interna de Datos (IRAM)

g) Registros de función especial de dispositivos analógicos (Analog SFRs):

En la figura nº 59 de registros de función especial de dispositivos analógicos se muestran los cuatro campos de control siguientes:

El primero hace referencia a los registros de control de conversión y adquisición A/D. Observamos en la primera línea el Control ADC #1 (ADCCON1) donde aparecerá la configuración introducida por código ensamblador: modo normal de operación ADC, creación de reloj ADC como resultado de la división del reloj maestro entre 4 y los ciclos de reloj ADC (#4) destinados a la adquisición de la señal. Valor de ADCCON1 = 68h.

A continuación se muestra el registro de Control ADC #2 (ADCCON2) mostrando la configuración de selección de canal (CANAL 0), bits para iniciar conversión continua o simple (CCONV y SCONV, respectivamente), bit de interrupción ADC que se activa al finalizar el ciclo de conversión simple ADC o al terminar el bloque de conversión tipo DMA y el bit de habilitación de modo DMA.

El siguiente registro mostrado es de Control ADC #3 (ADCCON3) donde tendremos en cuenta el bit de estado ocupado de sólo lectura (Busy), puesto a valor 0 por el núcleo al finalizar la conversión.

El registro posterior comprende los 2 bytes de datos ADC, el byte alto “ADCDATAH” en el ejemplo de la figura nº 59 nos muestra el dato “07h” y el byte bajo “ADCDATAL” nos aparece el valor de “83h”. Y el último registro de este campo muestra los valores de la configuración en modo DMA.

En el segundo campo de control podemos observar un punto color negro para dejarnos escoger entre T° en grados centígrados o Fahrenheit. También nos permite introducir una temperatura externa.

El siguiente campo de control nos mostrará 2 bytes para los coeficientes de calibración de desplazamiento “ADCOFS”, 2 bytes más para los coeficientes de calibración de ganancia y un botón emergente que reinicia el archivo ADC.

Por último tenemos el cuarto campo incluyendo el registro de Control DAC (DACC0N) donde se muestra la configuración realizada en código ensamblador: modo de conversión D/A, la selección de rango de tensión tanto para DAC0 como para DAC1, la configuración de sincronizar la actualización de los valores de DAC0/1 y la activación de los mismos.

En la misma columna se observan tanto el valor del registro de datos “DAC0” como el de datos “DAC1” (ejemplo de la figura: DAC1 = 0ABCCh).

Para finalizar la explicación, se muestra en la parte inferior derecha de la ventana de registros de función especial de dispositivos analógicos ADC - DAC el valor de simulación de voltaje de salida (estado de los DACs) en unidades de voltios. En el ejemplo de la figura nº 57 el DAC0 está desconectado y el DAC1 nos marca 1.677 Voltios.

Una vez hemos realizado y validado las comprobaciones y simulaciones del correcto funcionamiento del programa implementado en código ensamblador, pasaremos a la grabación del archivo “sim_temp.hex” en el microcontrolador mediante puerto serie. Este paso junto con una imagen comentada de la placa emuladora SAR ADuC812 se explicarán en el apartado siguiente.

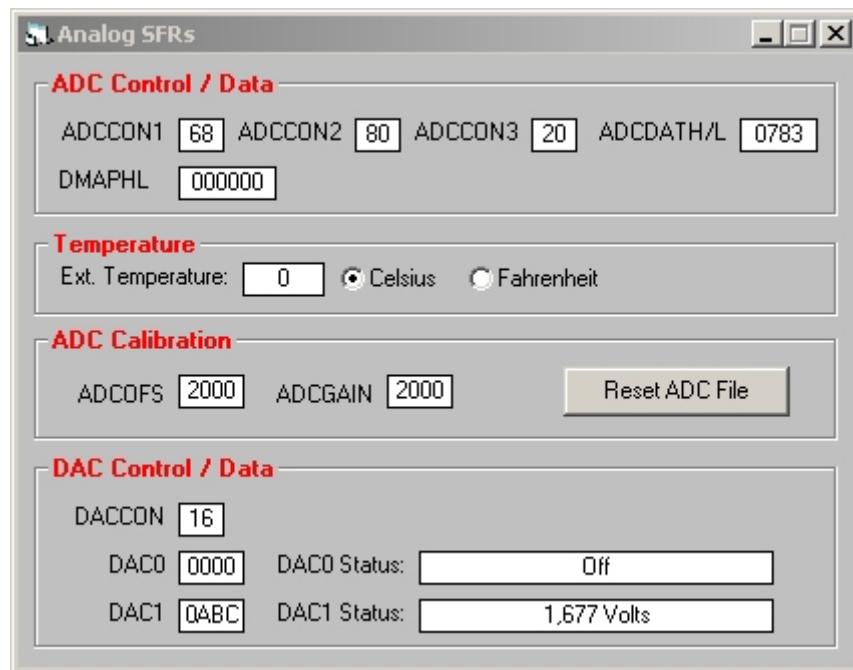


Figura 59. Registros de Función Especial de Dispositivos Analógicos

3.4.10 Grabación del Código “sim_temp.hex” por Puerto Serie en el Microcontrolador mediante el Programa WSD V6.06:

En primer lugar mostramos una imagen comentada de la placa emulador SAR ADuC812 en la figura nº 60. Donde podremos observar los diferentes bloques y características de la misma:

1. Placa Emuladora arquitectura de 2 capas con dimensiones 4” x 5”.
2. Conector de alimentación o batería de 9 V regulada a 5 V en placa (CI regulador de voltaje “U2”).
3. Conexión UART de 4 pines para conectar el cable de interfaz RS-232.
4. Conexión UART/ICE de 5 pines para conectar con placa emuladora externa.
5. Circuito LDR de demostración.
6. MicroConvertidor ADuC812 (CI “U1”).
7. Reloj de cristal de 11.0592 MHz.
8. Pulsador de Reset.
9. Pulsador de Interrupción Externa 0.
10. Pulsador de Grabación Serie.
11. Circuito de activación de Reset (CI regulador de voltaje “U5”).
12. Led indicador de alimentación.
13. Led indicador de propósito general.
14. Led indicador del circuito LDR de demostración.
15. Conectores de 8 pines de entrada al dispositivo ADC (con CI de seguidores de tensión “U4”).
16. Conectores de 2 pines de salida del dispositivo DAC (con CI de seguidores de tensión “U3”).
17. Resto de conectores de pines E/S Analógica de VREF, BUFF/VREF, V0, V1, V2 y AGND.
18. Conectores de pines para DVDD, DGND, Puerto 0, Puerto 2 y Puerto 3.
19. Área anexa para prototipos de propósito general.

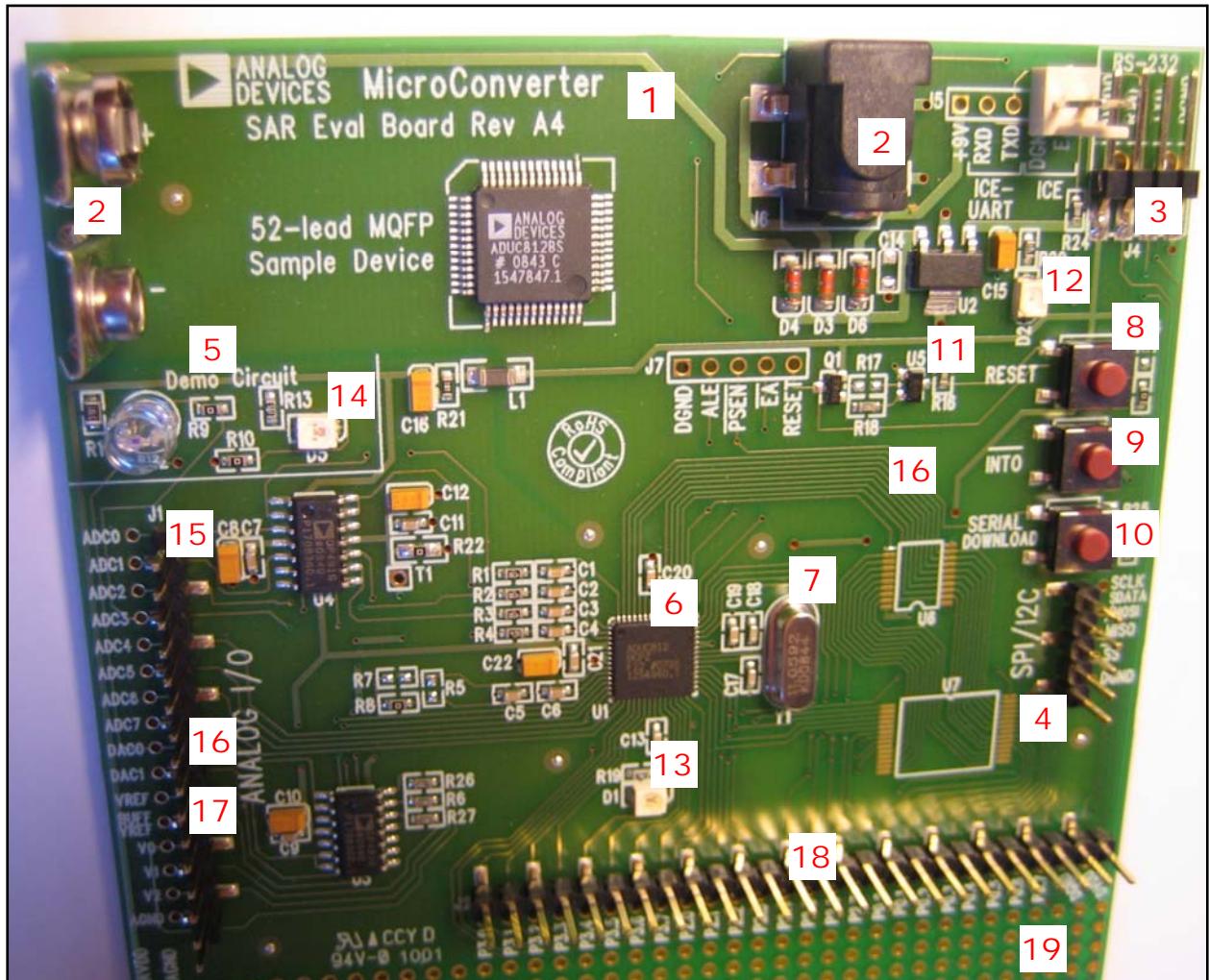


Figura 60. Placa Emuladora SAR ADuC812 de Analog Devices

Una vez familiarizados con la placa emuladora, explicaremos el procedimiento necesario para poder grabar nuestro programa implementado y ya ensamblado (sim_temp.hex).

Mediante la figura nº 61 mostraremos la secuencia que debemos seguir para establecer la comunicación entre el MicroConvertidor y el software del ordenador empleado para grabar el código:

1º Paso: Presionaremos el pulsador de Grabación Serie [10].

2º Paso: Sin dejar de presionar el pulsador de Grabación Serie [10], pulsaremos ahora el de Reset [8].

3º Paso: Dejaremos de presionar el pulsador de Reset [8] sin dejar de presionar el de Grabación Serie [10].

4º Paso: Por último, soltaremos el pulsador de Grabación Serie [10].

Ahora la comunicación estará preparada para la grabación del archivo "sim_temp.hex" en el Micro a través del puerto serie RS-232.

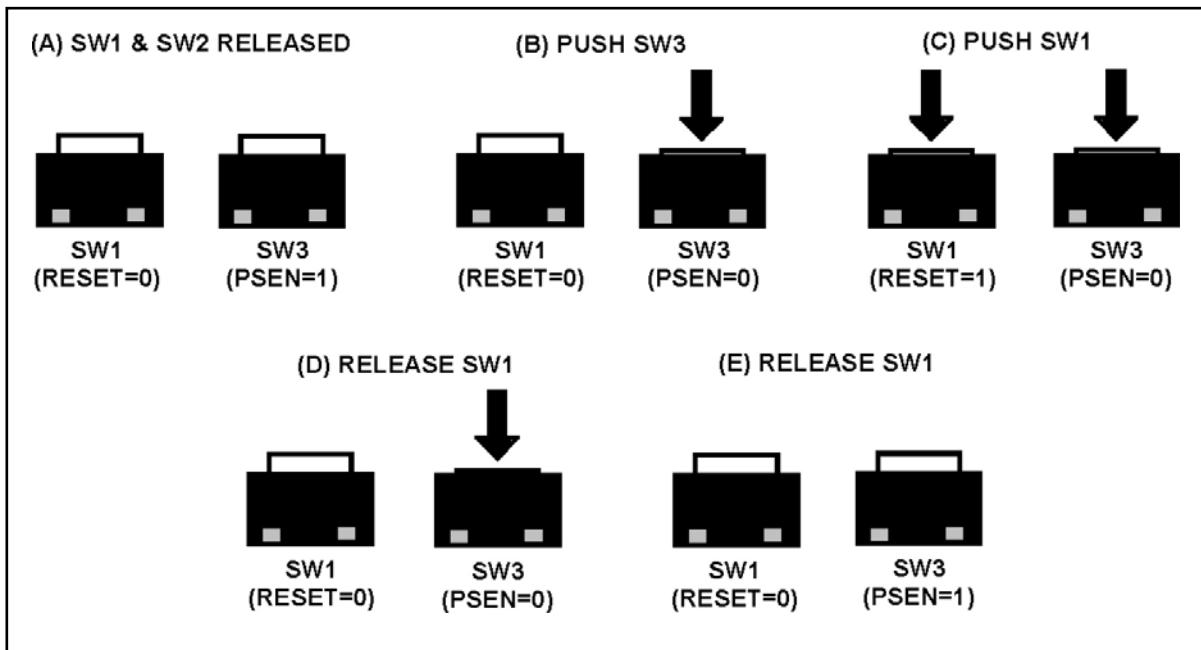


Figura 61. Secuencia para Establecer Comunicación entre ADuC812 y Software del PC

En la figura nº 62 observamos el resultado de haber realizado correctamente la secuencia anterior en la ventana del programa Windows Serial Downloader (WSD). Presionando previamente el botón de “Reset” (segundo comando del programa):

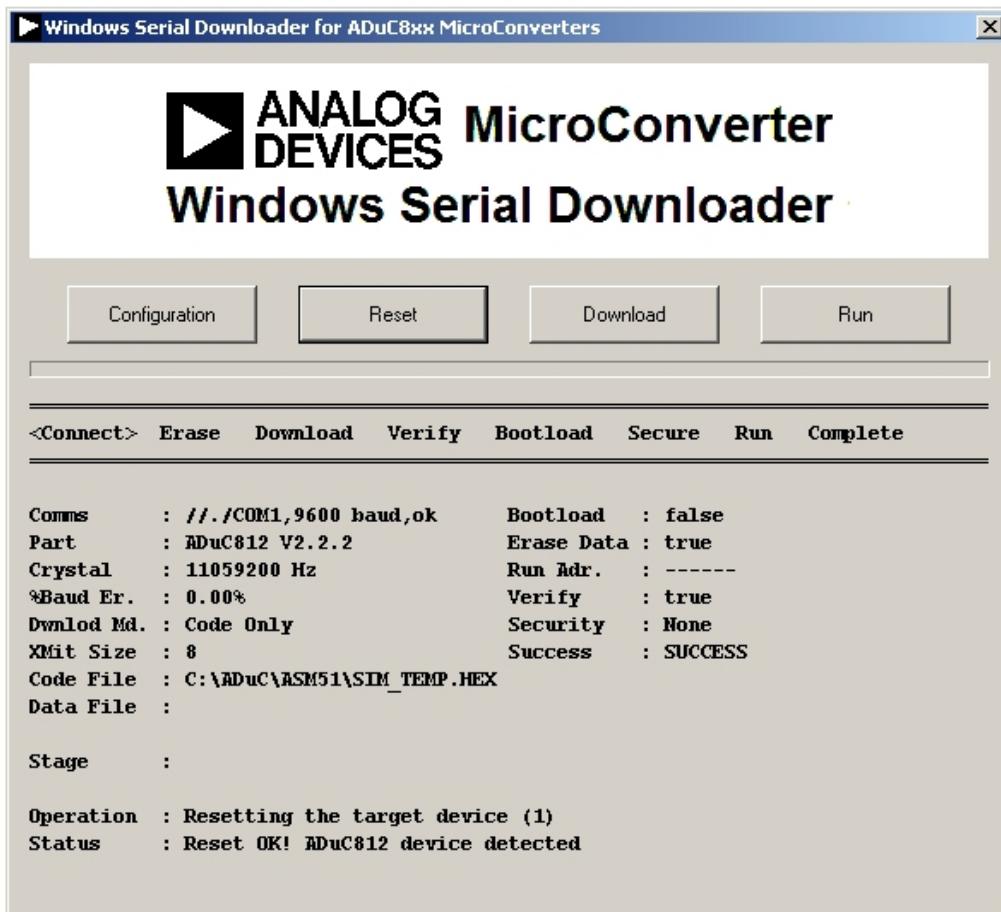


Figura 62. Ventana del programa WSD con Dispositivo ADuC812 Detectado

En la opción “Configuration” se accede a la ventana donde podremos seleccionar el puerto, elegir la frecuencia de reloj, velocidad de transferencia, modos de borrado de memoria, modos de grabado, modos de seguridad, opciones de inicio de funcionamiento, verificaciones del archivo y directorio por defecto de su ubicación.

Mostrado en la figura nº 63:

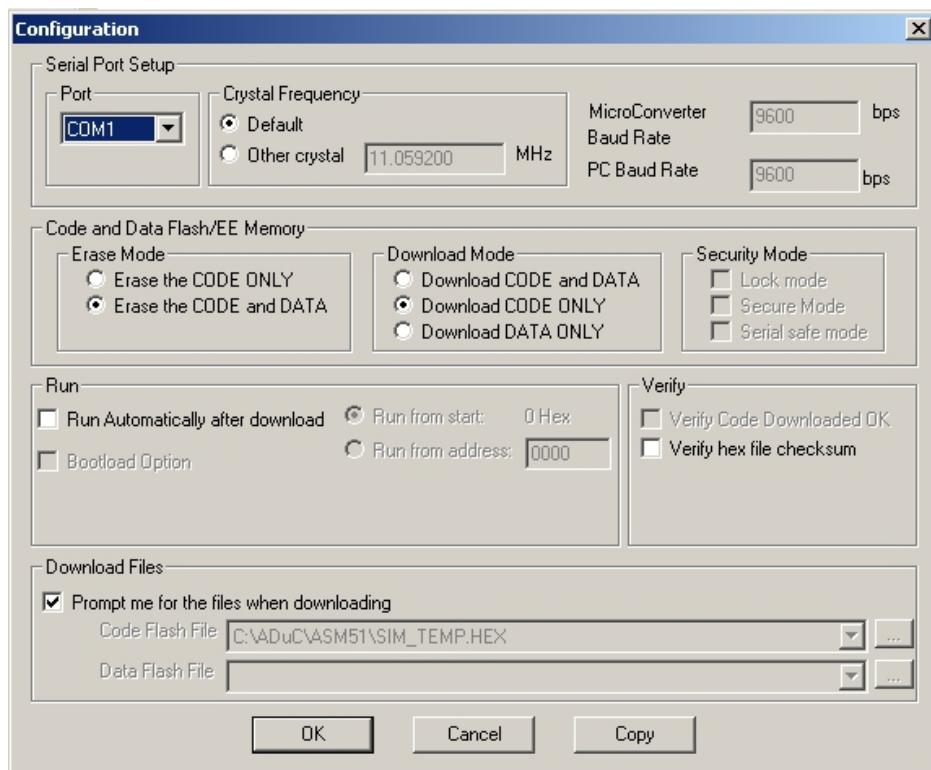


Figura 63. Ventana de Configuración del programa WSD

Realizadas las configuraciones pertinentes, seleccionamos el archivo “sim_temp.hex” en el directorio indicado y presionamos el comando “Download”. De esta manera grabamos el código en la memoria de programa y el resultado de la grabación completa se muestra en la figura nº 64:

Connect	Erase	Download	Verify	Bootload	Secure	Run	<Complete>
Comms : //./COM1,9600 baud,ok				Bootload : false			
Part : ADuC812 V2.2.2				Erase Data : true			
Crystal : 11059200 Hz				Run Addr. : -----			
%Baud Err. : 0.00%				Verify : true			
Dwnld Md. : Code Only				Security : None			
XMit Size : 8				Success : SUCCESS			
Code File : C:\ADuC\ASM51\SIM_TEMP.HEX (0\0) [Csum:35584]							
Data File :							
Stage : Downloading bytes to code flash							
Operation : Downloading using standard download protocol							
Status : Download completed in 0 seconds							

Figura 64. Ventana de Grabación Completa del Código en la Memoria de Programa

Por último, mostraremos en la figura nº 65 la ventana que nos indica que nuestro código de programa se está ejecutando correctamente al presionar el comando “Run” del software de programa WSD:

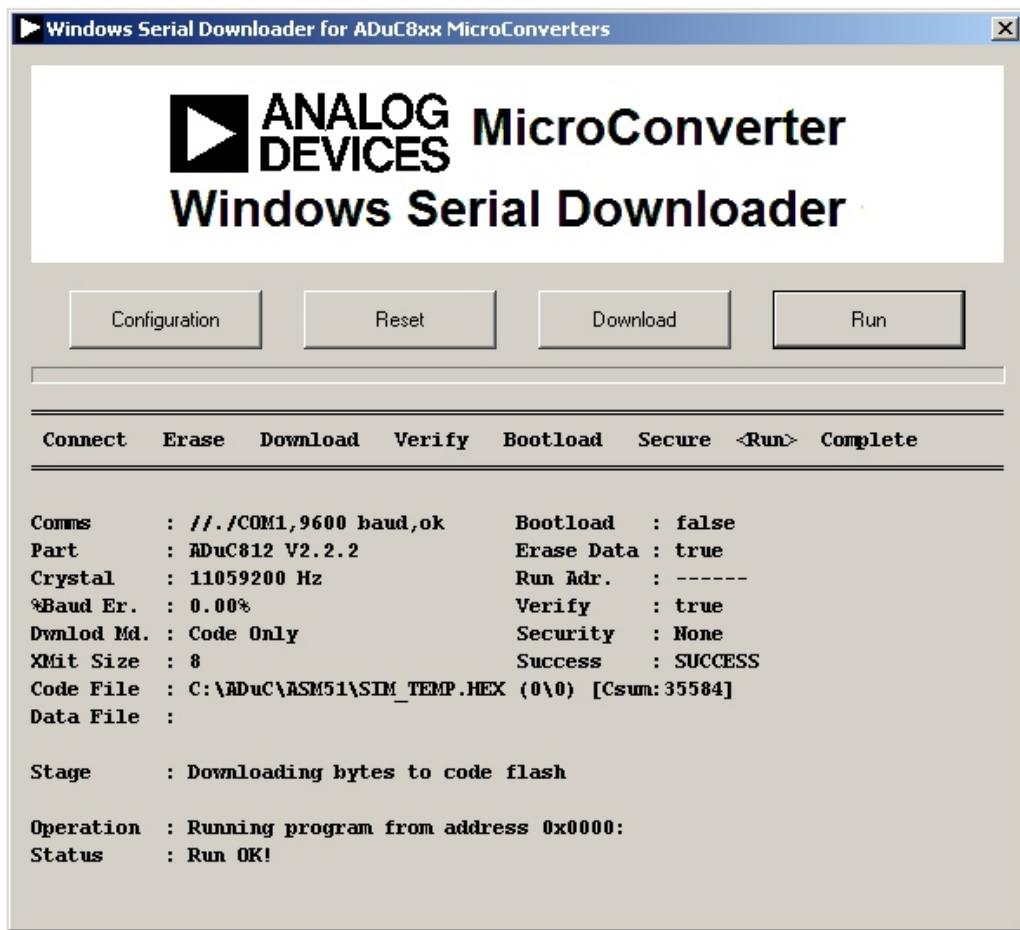


Figura 65. Ventana de WSD Ejecutando Correctamente el Código de Programa

En el siguiente apartado pasaremos a explicar el diseño de la interfaz de usuario creada para poder llevar a cabo el simulador de temperatura completo. El entorno de pantalla se ejecutará mediante el programa LabVIEW 8.5 del fabricante National Instruments.

3.5 Interfaz de Usuario Diseñada en LabView: “simulador temperatura.vi”

3.5.1 Diagrama de Flujo del Programa Diseñado

En este último apartado de la memoria de cálculo explicaremos el diseño de la interfaz de usuario. El objetivo principal es realizar la simulación de temperatura mediante un control proporcional entre la temperatura consigna introducida por el usuario y la simulada recibida por puerto serie y generada mediante el circuito analógico de FCCT.

En primer lugar mostraremos en la figura nº 66 el diagrama de flujo del tratamiento previo a la ejecución del programa simulador de temperatura.

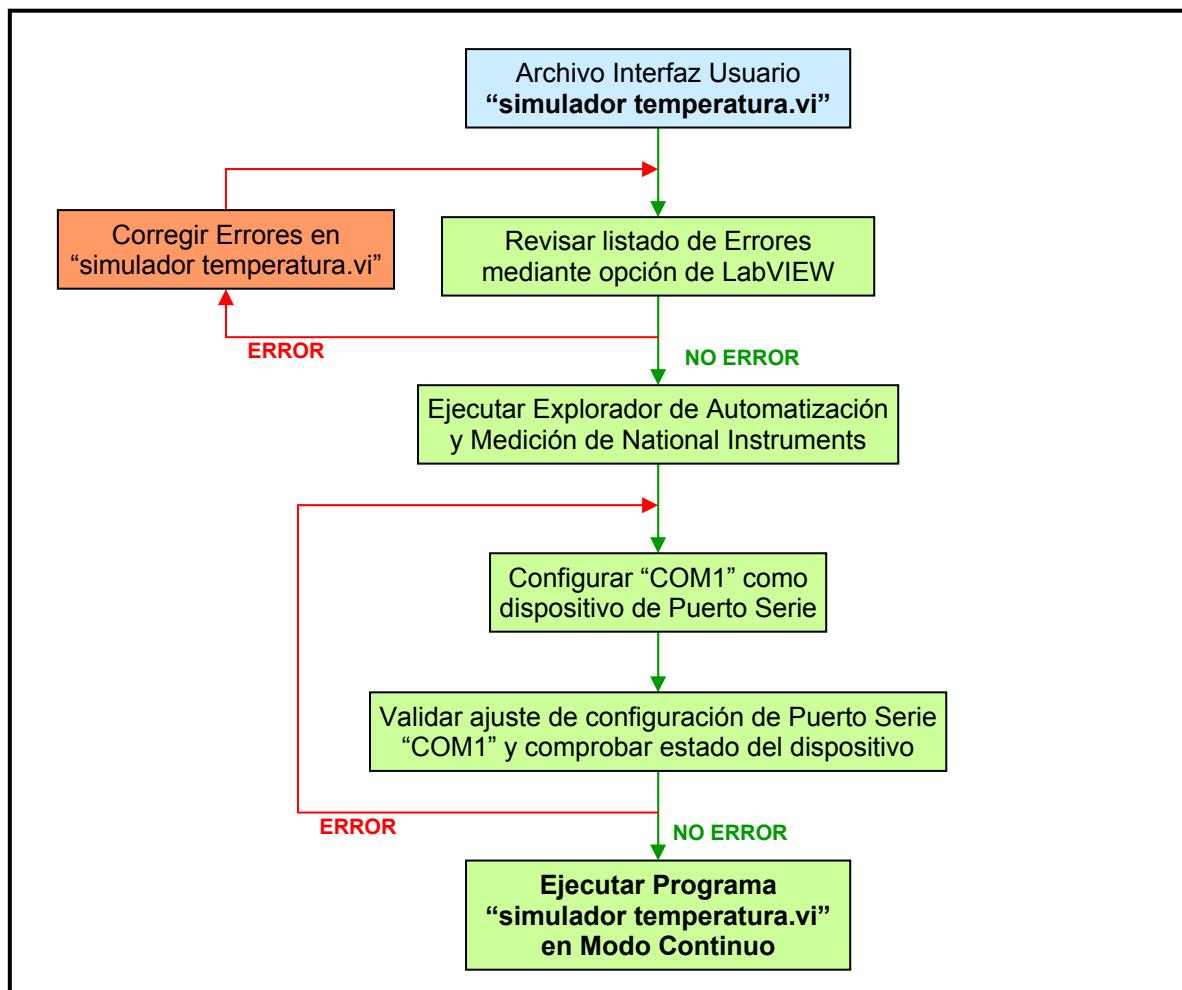


Figura 66. Diagrama de Flujo del Tratamiento Previo a la Ejecución del Programa Simulador de Temperatura

En la figura nº 67 podemos observar el Explorador de Automatización y Medición donde configuraremos “COM1” como dispositivo de puerto serie y validaremos los ajustes de velocidad de transferencia, bits de datos, paridad, bits de stop y control de flujo.

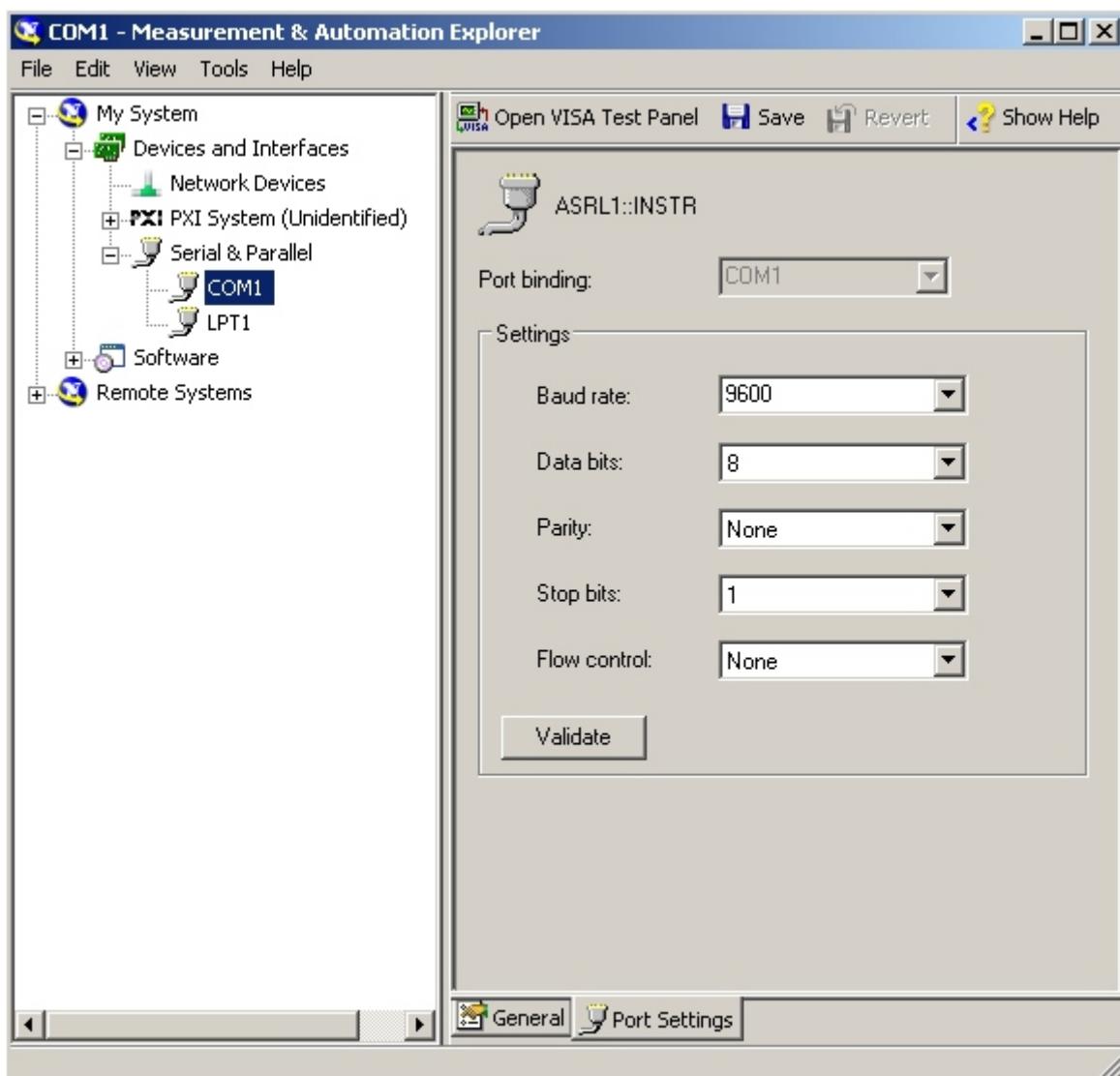


Figura 67. Explorador de Automatización y Medición de National Instruments

A continuación, en la figura nº 68 mostramos el diagrama de flujo de ejecución del programa simulador de temperatura. Ejecutaremos el archivo “simulador temperatura.vi” en modo continuo donde permaneceremos en el bucle general del programa. Cada uno de los bloques incorporados en el diagrama será explicado en los apartados posteriores.

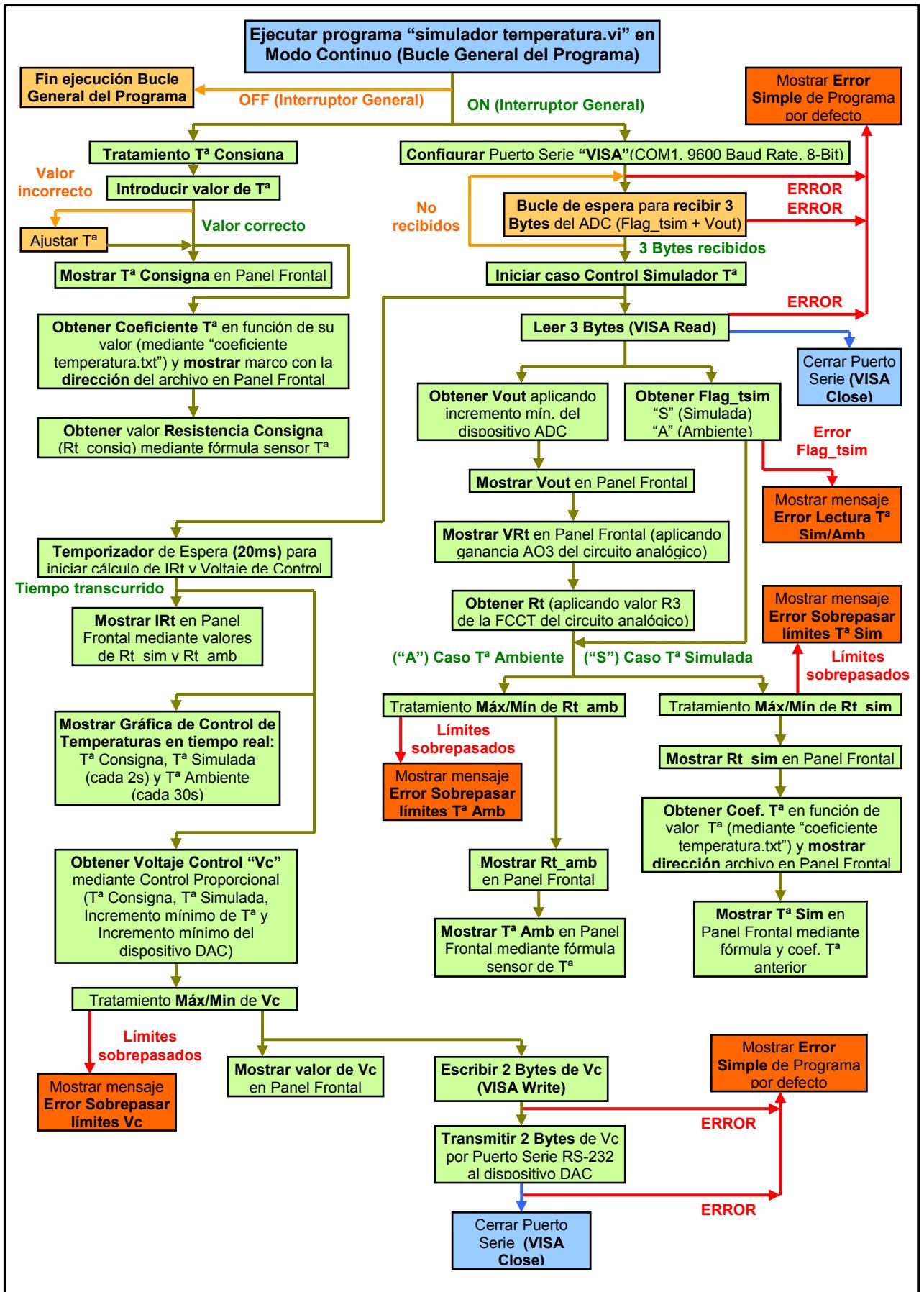


Figura 68. Diagrama de Flujo de Ejecución del Programa Simulador de Temperatura

A la hora de trabajar con el programa LabVIEW para realizar nuestra interfaz de usuario del simulador de temperatura utilizaremos el entorno de programa “Diagrama de bloques”. Este entorno de diseño se basa en la implementación y desarrollo de bloques funcionales que enlazados entre sí ejecuten, traten y procesen las señales y parámetros de nuestro diagrama de flujo con el propósito de realizar el correcto funcionamiento del simulador de temperatura.

Los bloques funcionales están organizados según el tipo de función que realizan. De forma general tenemos las siguientes familias de grupos funcionales:

- Tratamiento de señales de Entrada/Salida (Puerto Serie RS-232, USB, Puerto Paralelo).
- Tratamiento de mensajes de pantalla, errores y mensajes de error.
- Tratamiento de archivos (abrir, leer, escribir, cerrar archivos).
- Introducción de indicadores de control para mostrar en panel frontal (ejemplo: indicadores de temperatura, controles numéricos,...).
- Tratamiento de funciones matemáticas (operaciones matemáticas, creación de fórmulas).
- Tratamiento de funciones de tipo comparativas.
- Tratamiento de tipo álgebra de Boole (puertas lógicas, estructuras booleanas).
- Tratamiento de estructuras condicionales, bucles de espera y de repetición, bucles de secuencias y estructuras matemáticas.
- Tratamiento de funciones de tiempo (temporizadores, contadores, retardos).
- Tratamiento de comunicación de datos (variables globales, locales y compartidas, parámetros constantes).
- Tratamiento de datos (Bytes, cadena de caracteres, tablas y matrices de valores).
- Tratamiento de gráficas de valores (datos mostrados en tiempo real, en bloques de matrices o tablas).

Por otra parte, tenemos propiamente la interfaz de usuario denominada “Panel frontal”. En esta ventana mostraremos por pantalla el entorno gráfico y visual diseñado para la interacción con el usuario. En nuestro proyecto hemos incorporado la visualización de la temperatura de consigna, simulada y ambiente, una tabla con los valores obtenidos del circuito analógico, la pantalla de comando de introducción de la T^a Consigna, la configuración del puerto serie “COM1” y la velocidad de transferencia, un interruptor general de funcionamiento, un marco desplegable para la ubicación del directorio del archivo “coeficiente temperatura.txt” y la gráfica de mostrado en tiempo real de los valores de temperatura.

A continuación, en la figura nº 69 y 70 mostramos el “Diagrama de bloques” y el “Panel frontal” de nuestro proyecto, respectivamente.

Bucle general del programa

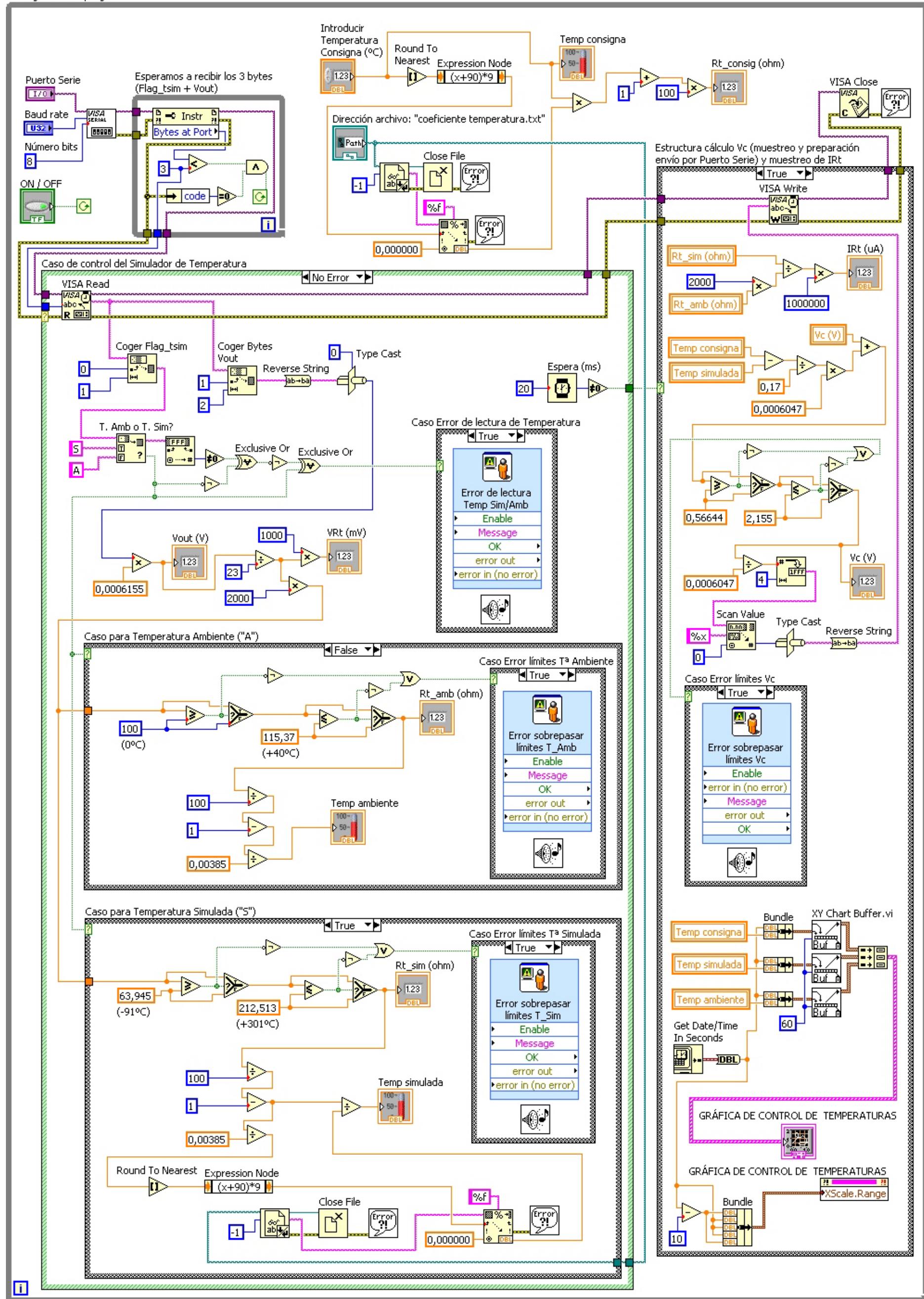


Figura 69. Diagrama de Bloques del Programa Simulador de Temperatura

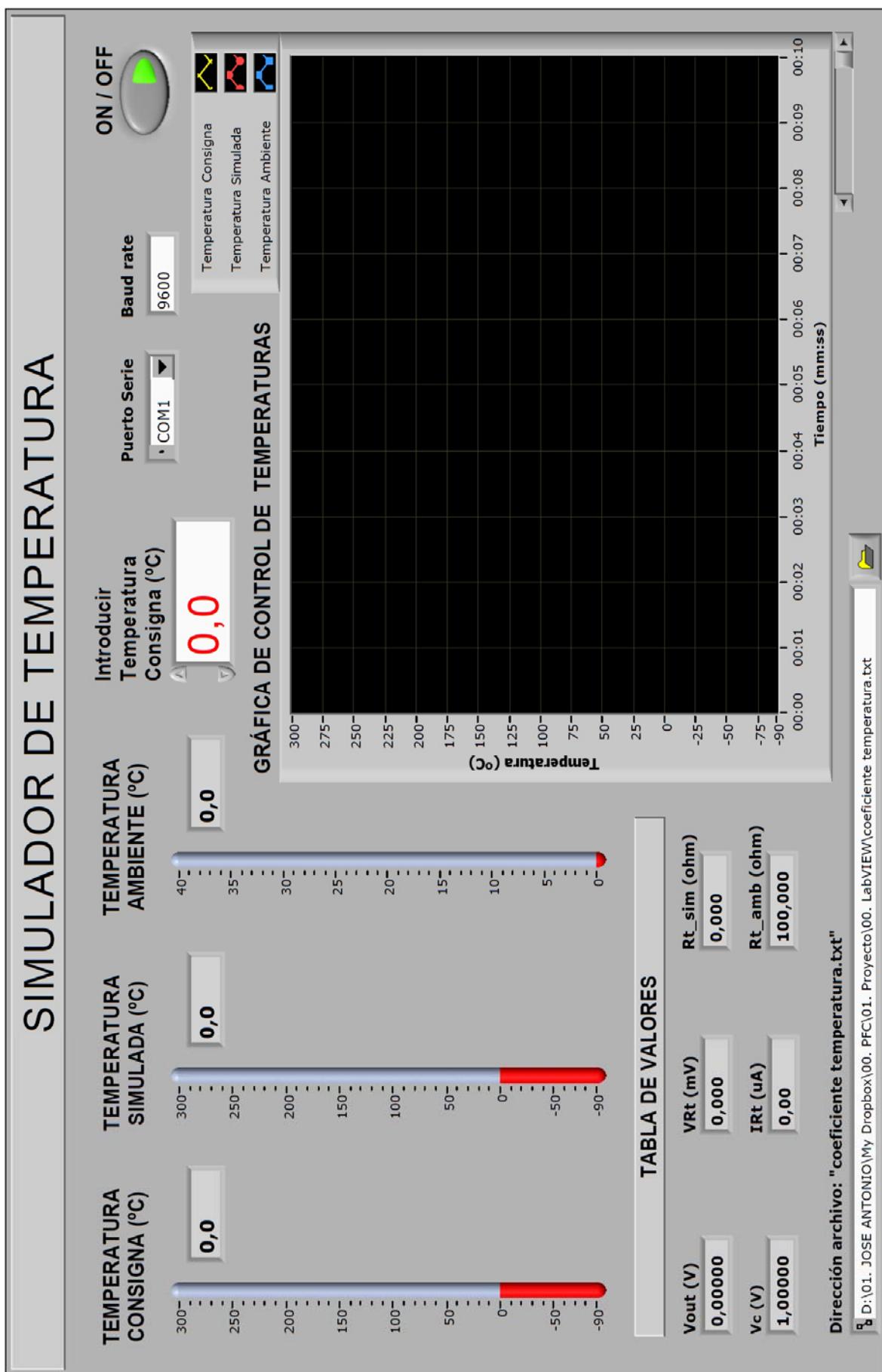


Figura 70. Panel Frontal del Programa Simulador de Temperatura

3.5.2 Bloque de Introducción de Temperatura Consigna

En primer lugar explicaremos el conjunto de bloques funcionales diseñados expresamente para la introducción de la T^a Consigna y el cálculo de la resistencia de consigna (Rt_consig). Para ello mostramos la parte del diagrama de bloques (figura nº 71) y el comando de pantalla del panel frontal (figura nº 72) de “Introducción Temperatura Consigna (°C)”.

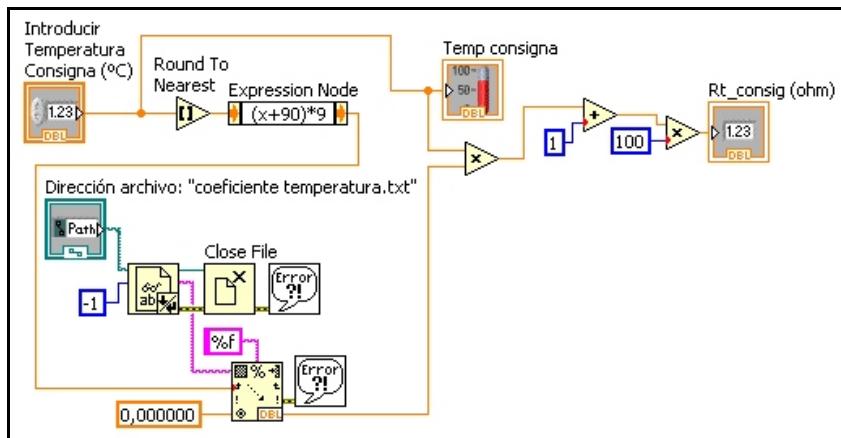


Figura 71. Diagrama de Bloques del Comando “Introducir Temperatura Consigna (°C)



Figura 72. Pantalla del Panel Frontal del Comando “Introducir Temperatura Consigna (°C)

El objetivo de este bloque se basa en la introducción de una temperatura de consigna (deseada) por el usuario. Hemos aplicado una configuración de valor máximo de 300 °C, valor mínimo de -90 °C y un incremento de temperatura de grado en grado. Si la introducción por el usuario contiene decimales se aplicará un redondeo para obtener un incremento de valor entero de T^a. También hemos asignado el control de aumento y decremento del valor por teclado, la tecla “Avanzar página” para incrementar y “Retroceder página” para decrementar. El valor introducido será mostrado en el indicador de control de “Temperatura Consigna (°C)” del panel frontal tal y como se muestra en la figura nº 73.

Para poder obtener el valor de la resistencia de consigna “Rt_consig” necesitaremos la constante de coeficiente de temperatura. Dicho valor lo conseguiremos mediante un algoritmo de lectura del archivo “coeficiente temperatura.txt” que mostramos en el apartado de Anexos: 5.2 Archivo “coeficiente temperatura.txt”. El archivo se basa en una lista de valores de coeficiente de T^a con 6 decimales extraídos de la “Tabla de valores de Resistencia de Sensor de Temperatura PT100 (EN 60 751)” que mostramos en el apartado de Anexos 5.3; distribuidos de tal forma que el valor de la primera fila equivaldrá a -90 °C y el de la última fila a +300 °C con incrementos de 1 grado por fila.

Previamente a la lectura del valor en el archivo, aplicaremos primero un redondeo de resultado el valor entero de T^a , a continuación emplearemos una fórmula $[(T^a + 90) \cdot 9]$ para posicionarnos en la fila de T^a deseada (el valor +90 es porque nuestro archivo se inicia en la T^a de -90 °C y la multiplicación por "9" será la cantidad de caracteres por línea teniendo en cuenta los 6 decimales).

Mediante la función de lectura y escáner de cadena de caracteres (Scan from String) configurando la salida como valor de coma flotante con 6 decimales obtendremos el coeficiente de T^a requerido. Por último, aplicando la fórmula del Sensor de Temperatura $[R_t = 100 \cdot (1 + \alpha T)]$ hallaremos el valor de la resistencia de consigna "Rt_consig".

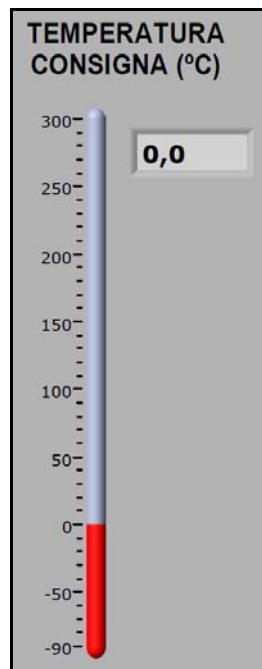


Figura 73. Indicador de Control de “Temperatura Consigna (°C)”

3.5.3 Bloque de Lectura Puerto Serie y Bucle de Espera de 3 Bytes (“Flag_tsim” + Vout)

La primera acción de este bloque, mostrado en la figura nº 74, es la configuración del comando “VISA SERIAL” asignando como puerto de comunicación el Puerto Serie (RS-232) “COM1”, una velocidad de transferencia de 9600 baudios y transmisión de 8-Bits. En el panel frontal, expuesto en la figura nº 75, observaremos dos marcos. El primero de la izquierda nos mostrará el nombre del puerto serie asignado (COM1) y el de la derecha la velocidad de transmisión de 9600 baudios configurada a través del diagrama de bloques.

A continuación, se muestra la conexión del comando “VISA SERIAL” con el nodo “Intr / Bytes at Port” que emplearemos para realizar el bucle de espera de 3 bytes. La estructura de espera aparece de color gris rotulado con el texto “Esperamos a recibir los 3 bytes (Flag_tsim + Vout)”. Realizamos la comparación del nº de bytes con el valor “3” al mismo tiempo que se compara el posible mensaje de error de lectura del puerto serie (comando “code”) con el fin de aplicar a estos dos resultados una lógica de tipo “AND”. De esta manera no saldremos del bucle hasta que se hayan recibido los 3 bytes y/o tengamos error de lectura de puerto serie activado. En el primero de los casos estaremos hablando de la secuencia correcta y en el segundo caso se mostrará por pantalla un mensaje de error simple por defecto codificado por el programa.

Podemos observar también, el comando condicional “ON/OFF” del “Bucle general del programa” de manera que permaneceremos ejecutándolo continuamente mientras no se desactive este interruptor general de funcionamiento.

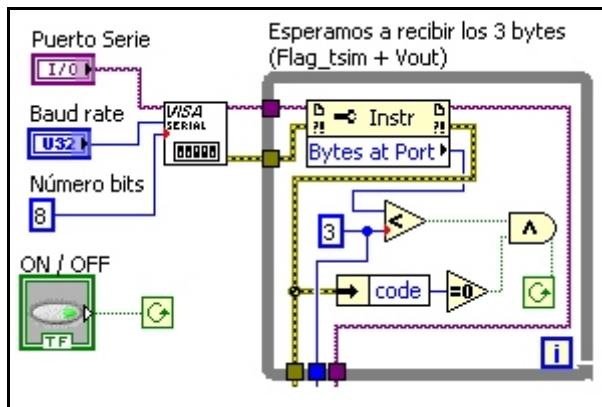


Figura 74. Sección de Lectura Puerto Serie y Bucle Espera de 3 Bytes del Diagrama de Bloques



Figura 75. Sección de Lectura Puerto Serie del Panel Frontal

3.5.4 Bloque Lectura (“Flag_tsim” + Vout), Cálculo de Voltaje de Salida (Vout), de Voltaje del Sensor (VRt) y Tratamiento de Error de Lectura de Temperatura Ambiente/Simulada

Continuando con el flujo de datos recibidos entraremos en la estructura (figura nº 76) creada con el nombre de “Caso de control del Simulador de Temperatura” condicionada por la señal de error (la condición requerida para seguir con el programa será la de “No Error”).

Una vez dentro, se ejecutarán al mismo tiempo tanto la parte de lectura de Flag_tsim + Vout, cálculo y muestreo del valor de Vout y VRt y tratamiento del error como el comando de “Espera” de 20 ms (parte superior derecha de la figura nº 76) que nos activará, una vez transcurrido el tiempo de espera, la estructura que incluye el cálculo de intensidad de corriente del sensor (IRt), el cálculo de voltaje de control (Vc) y la gráfica de control de temperaturas (estos apartados serán explicados posteriormente).

En primer lugar, el comando “VISA Read” realizará la lectura de los 3 Bytes recibidos por el puerto serie colocándolos en su terminal de salida como cadena de bytes. A continuación, mediante el comando subconjunto de cadena de bytes (en nuestro caso) capturamos por separado el byte de Flag_tsim de los 2 bytes de Vout.

A través de la función de igualar cadena de bytes (T.Amb o T.Sim?) examinaremos si el byte Flag_tsim recibido es igual a “S” (caso T^a simulada) o “A” (caso de T^a ambiente). De esta manera podremos acceder a una u otra estructura-caso de tratamiento de T^a que se explicarán los dos apartados siguientes. Por otra parte, implementamos el tratamiento de error de lectura de T^a Sim/Amb por medio de una secuencia de estructuras lógicas y comparaciones con el fin de mostrar por pantalla el siguiente mensaje de error:

ERROR #01:

Lectura errónea de Temperatura Simulada/Ambiente.

Pulse "OK" para continuar

Para la captura de los 2 bytes de Vout empezaremos la secuencia con un intercambio de posición entre bytes, ya que han sido enviados desde el micro de la placa emuladora en orden inverso (primero byte bajo “Vout+0” seguido del alto “Vout+1”). A continuación, mediante la función “Type Cast” convertimos el valor en un número entero que corresponderá al nº de cuentas del dispositivo ADC del ADuC812. El siguiente paso será multiplicar el valor de cuentas por “0.0006155” (valor ajustado del incremento mínimo de voltaje de los dispositivos ADC y DAC en base a la resolución de 12-Bit de conversión) para obtener y mostrar en el panel frontal, figura nº 77, el voltaje de salida “Vout” en voltios del circuito analógico.

Para obtener el valor de voltaje del sensor (VRt), dividiremos Vout entre el valor “23” que corresponde a la ganancia del AO3 de nuestro circuito analógico. Debido a que el valor de VRt varía en función de milivoltios, a la hora de mostrar su valor en el panel frontal, figura nº 77, lo multiplicaremos por “1000” para observar el valor en “mV”.

Por último, calculamos el valor de la resistencia del sensor “Rt” en base a la fórmula [Rt = VRt · 2000] extraída del desarrollo de la FCCT del circuito. Con el valor de Rt y junto al valor Booleano de Flag_tsim (verdadero = “S” o falso = “A”) trataremos por separado en dos estructuras diferentes los casos de T^a Ambiente “False” y T^a Simulada “True”.

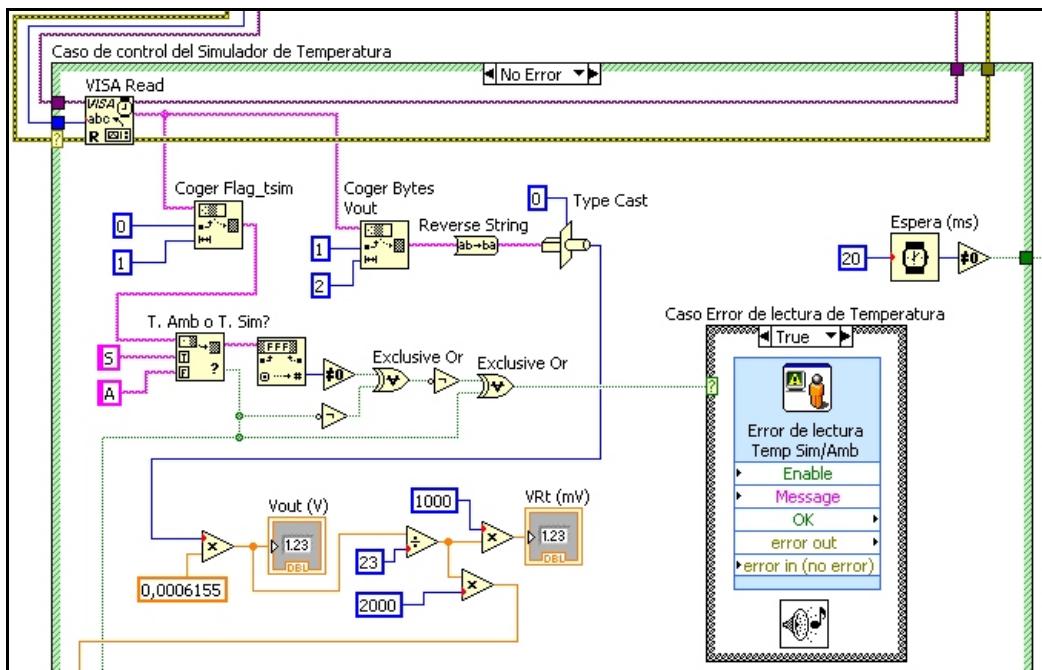


Figura 76. Sección del Diagrama de Bloques de Lectura (Flag_tsim + Vout), Cálculo Vout + VRt y Tratamiento de Error de Lectura de Temperatura Ambiente/Simulada



Figura 77. Sección de Cálculo de Vout y VRt del Panel Frontal

3.5.5 Bloque de Cálculo de Temperatura Ambiente y Tratamiento de Error de Límites de Temperatura Ambiente

Pasamos ahora a explicar la parte del diagrama de bloques en el caso de tratarse de T^a ambiente: “Caso para Temperatura Ambiente (“A””). Como se observa en la figura nº 78, tenemos la condición de “False” (Flag_tsim = “A”) que nos dará acceso a la estructura. El parámetro de entrada será el valor de “Rt” explicado en el apartado anterior. Para el ciclo de T^a ambiente hemos definido los límites de trabajo entre 0 °C y 40 °C que su equivalencia de valor de “Rt_amb” en ohmios será de 100 Ω y 115.37 Ω, respectivamente. De esta manera y utilizando una secuencia de funciones comparativas, si tenemos un valor por debajo de 0 °C (100 Ω) el valor de “Rt_amb (ohm)” será de 100 ohmios y si se superan los 40 °C (115.37 Ω) el valor asignado será de 115.37 ohmios. Si se ha dado el caso de sobrepasar alguno de los dos límites hemos implementado el tratamiento de “Error de Límites de Temperatura Ambiente” que mostrará por pantalla el siguiente mensaje de error:

ERROR #02:
La lectura de Temperatura Ambiente ha sobrepasado los límites del programa.
Pulse "OK" para continuar

Para los valores comprendidos entre 100 y 115.37 ohmios el valor asignado a Rt_amb no se verá modificado y se mostrará en el panel frontal con una resolución de 3 decimales.

El valor de la resistencia asignada para el ciclo de T^a ambiente se muestra en el panel frontal tal y como observamos en la figura nº 79.

El siguiente paso será el cálculo de la T^a ambiente, desarrollo de la fórmula del sensor aislando la variable de [T^a ambiente = ((Rt_amb ÷ 100) - 1) ÷ 0.00385]. En este caso empleamos el mismo valor de coeficiente de temperatura (0.00385) ya que nos encontramos dentro del mismo rango (de 0 a 100 °C) definido por la norma EN 60 751.

El resultado obtenido será mostrado en el panel frontal tal y como se observa en la figura nº 80.

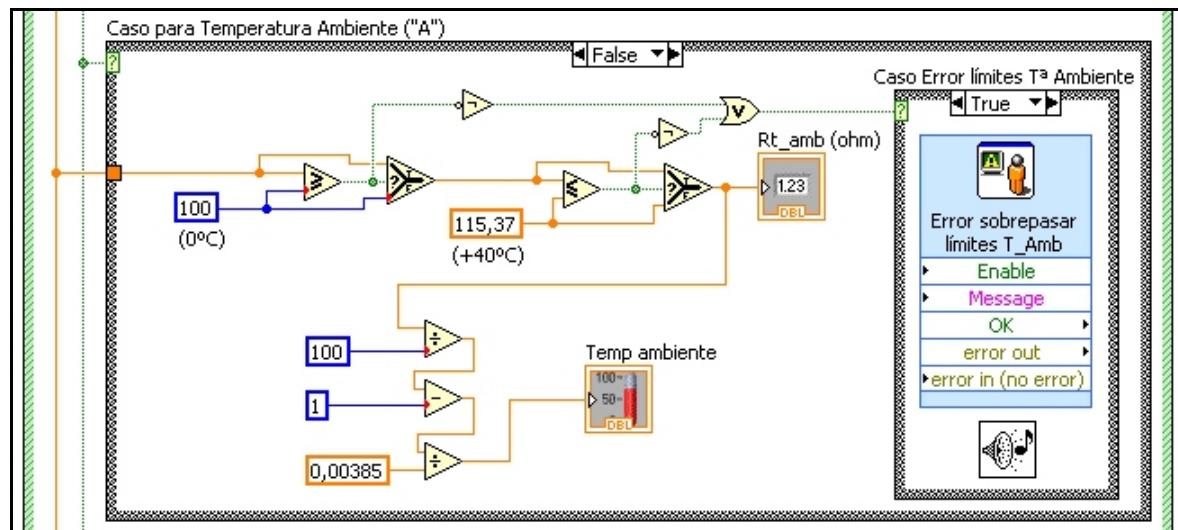


Figura 78. Sección del Diagrama de Bloques de Cálculo de Temperatura Ambiente y Tratamiento de Error de Límites de Temperatura Ambiente

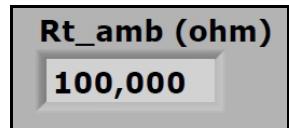


Figura 79. Valor R_{t_amb} (ohm) mostrado en Panel Frontal

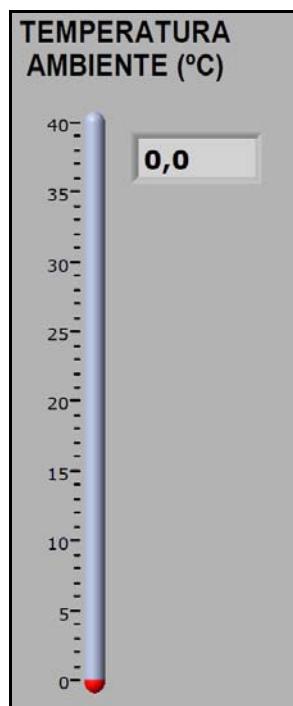


Figura 80. Indicador de Control de “Temperatura Ambiente (°C)”

Siguiendo la secuencia de flujo del simulador de temperatura para el ciclo de T^a ambiente, los siguientes pasos serían el cálculo de intensidad que circula por el sensor “IRt”, cálculo de voltaje de control (V_c) y tratamiento de la gráfica de control de temperaturas. Pero antes de explicar estos apartados, explicaremos la secuencia de flujo para el caso de T^a simulada: el bloque de cálculo de T^a simulada y su tratamiento de error de límites.

3.5.6 Bloque de Cálculo de Temperatura Simulada y Tratamiento de Error de Límites de Temperatura Simulada

Para el ciclo de tratamiento de T^a simulada observamos en la figura nº 81 un diagrama muy similar al de T^a ambiente. Una de las diferencias básicas es que en este caso: “Caso para Temperatura Simulada (“S”)” accederemos a la estructura con la condición de “True” (Flag_tsim = “S”).

Podemos observar también que en este caso tenemos 2 parámetros de entrada: el primero será el valor calculado de Rt explicado en el apartado 3.5.4 que se trata de la misma señal de entrada que emplea la estructura tipo caso para T^a ambiente. Y el segundo (parte inferior derecha) es la ubicación del directorio donde se encuentra el archivo “coeficiente temperatura.txt”. Utilizado para asignar el correcto valor de coeficiente de T^a de la misma manera que se emplea para el cálculo de “Rt_consig” en el apartado 3.5.2 *Bloque de Introducción de Temperatura Consigna*.

En primer lugar hemos definido los límites de T^a de simulación ya estudiados entre -90 °C y +300 °C. Igual que en el caso de T^a ambiente, mediante una secuencia de funciones comparativas acotaremos el valor de Rt_sim entre los valores de 63.945 ohmios y 212.513 ohmios.

Hemos asignado 1 °C más a cada límite con el fin de poder simular tranquilamente todo el rango de temperatura sin que se active de una forma casi continua el mensaje de error de sobrepaso de los límites de T^a simulada.

Este error mostrará por pantalla el siguiente mensaje:

ERROR #03:

La lectura de Temperatura Simulada ha sobrepasado los límites del programa.

Pulse "OK" para continuar

Para los valores comprendidos entre 63.945 Ω y 115.37 Ω el valor asignado a Rt_sim no se verá modificado y se mostrará en el panel frontal con una resolución de 3 decimales. El valor de la resistencia asignada para el ciclo de T^a simulada se muestra en el panel frontal tal y como observamos en la figura nº 82.

Para poder obtener el valor de la T^a simulada “Temp simulada” se necesita la constante de coeficiente de T^a. Dicho valor se obtiene mediante el algoritmo de lectura del archivo “coeficiente temperatura.txt” que mostramos en el apartado de Anexos: 5.2 *Archivo “coeficiente temperatura.txt”*. El archivo es una lista de valores de coeficiente de T^a con 6 decimales extraídos de la “Tabla de valores de Resistencia de Sensor de Temperatura PT100 (EN 60 751)” que mostramos en el apartado de Anexos 5.3; distribuidos de tal forma que el valor de la primera fila equivaldrá a -90 °C y el de la última fila a +300 °C con incrementos de 1 grado por fila.

Previamente a la lectura del valor en el archivo de texto, aplicaremos primero la fórmula [T^a simulada = ((Rt_sim ÷ 100) - 1) ÷ 0.00385] con el fin de obtener un valor de T^a simulada muy aproximado al real que calcularemos utilizando el valor de coeficiente de T^a correcto. A continuación, aplicamos un redondeo de la T^a simulada, seguidamente emplearemos la fórmula [(T^a + 90) · 9] para posicionarnos en la fila de T^a deseada (el valor +90 es porque nuestro archivo se inicia en la T^a de -90 °C y la multiplicación por “9” será la cantidad de caracteres por línea teniendo en cuenta los 6 decimales).

Mediante la función lectura y escáner de cadena de caracteres, configurando la salida como valor de coma flotante con 6 decimales obtendremos el coeficiente de T^a requerido. Por último, aplicando la fórmula del Sensor [$T = ((Rt \div 100) - 1) \div \alpha$] hallaremos el valor de la T^a simulada “Temp simulada”.

El resultado obtenido se muestra en panel frontal tal y como se observa en la figura n° 83.

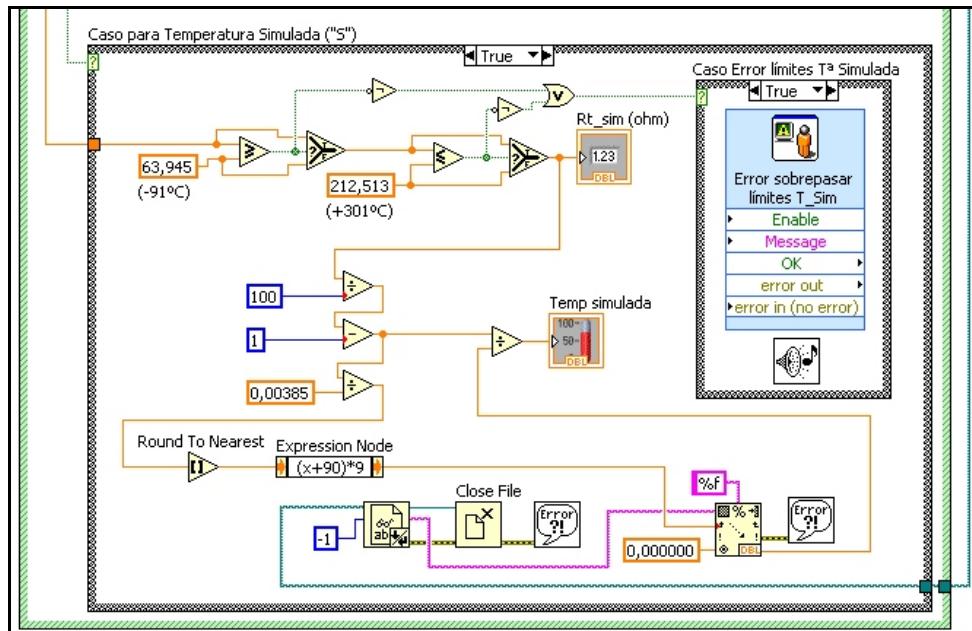


Figura 81. Sección del Diagrama de Bloques de Cálculo de Temperatura Simulada y Tratamiento de Error de Límites de Temperatura Simulada

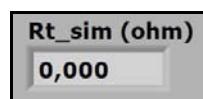


Figura 82. Valor Rt_{sim} (ohm) mostrado en Panel Frontal

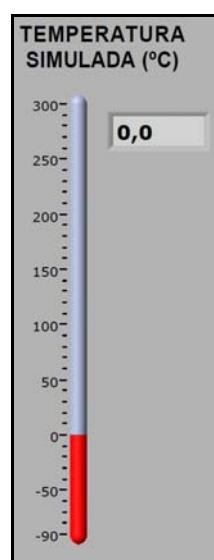


Figura 83. Indicador de Control de “Temperatura Simulada ($^{\circ}$ C)”

3.5.7 Bloque de Cálculo de la Corriente Aplicada al Sensor (IRt)

En esta sección del diagrama de bloques calcularemos el valor real de la corriente aplicada al sensor “IRt” en base al propósito de nuestro proyecto de simulación de temperatura. Dicha premisa, ya explicada en apartados anteriores, consiste en mantener el sensor a temperatura constante (T^a ambiente) con un valor de resistencia ambiente denominado “Rt_amb” y aumentar la corriente (mediante el circuito FCCT) que circulará por el sensor con el fin de obtener el mismo valor de tensión del sensor como si estuviéramos aplicando una corriente constante y el aumento fuese del valor de la resistencia en función de la temperatura real.

En la figura nº 84 se muestra la aplicación de la fórmula $[IRt = Rt_{sim} \div (Rt_{amb} \cdot 2000)]$ para obtener el valor de corriente real que está circulando por el sensor de temperatura. Cada uno de los valores son aplicados y desarrollados del propósito inicial del proyecto, teniendo en cuenta que el valor de “2000” es el equivalente al valor de la resistencia “R3” del circuito analógico funcionando como FCCT. Y añadiendo también que este cálculo se ejecutará, como bien se ha explicado en el apartado 3.5.4, una vez hayan transcurrido los 20ms de espera de la estructura anterior.

Para una lectura donde podamos apreciar las variaciones del valor de intensidad en el panel frontal, figura nº 85, multiplicaremos IRt por “1000000” mostrando el valor de corriente del sensor en “uA” y con una resolución de 2 decimales.

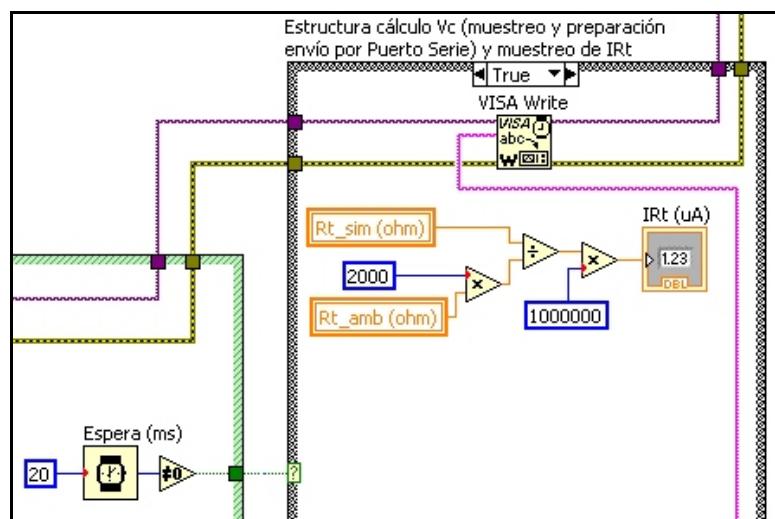


Figura 84. Sección del Diagrama de Bloques de Cálculo de Corriente Aplicada al Sensor (IRt)

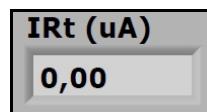


Figura 85. Valor de IRt (uA) mostrado en Panel Frontal

En la sección del diagrama de bloques de la figura nº 84, se puede observar también la función “VISA Write” encargada de escribir por puerto serie los 2 bytes del valor de voltaje de control calculado en el siguiente apartado que pasaremos a explicar a continuación.

3.5.8 Bloque de Cálculo de Voltaje de Control (V_c) mediante Control Proporcional, Envío de 2 Bytes (V_c) por Puerto Serie y Tratamiento de Error de Límites de Voltaje de Control

Para poder cerrar el lazo de control de nuestro simulador de temperatura necesitamos aplicar un voltaje de control al circuito analógico para que éste, mediante la fuente de corriente controlada por tensión, proporcione el valor de intensidad necesario para cumplir con la T^a de consigna deseada.

En nuestro caso se trata de un control proporcional mediante la diferencia entre la T^a consigna y la T^a simulada que podremos observar en la figura nº 86. Esta diferencia de temperaturas la dividiremos entre “0.17”, valor que hemos ajustado equivalente al mínimo incremento de T^a (en $^{\circ}\text{C}$) debido a la precisión de 12-Bit de los dispositivos ADC y DAC de la placa emuladora ADuC812. El resultado de esta división será el número de incrementos de T^a existentes entre la T^a consigna y simulada. A continuación, multiplicaremos el número de incrementos de T^a por “0.0006047”, valor que hemos ajustado equivalente el mínimo incremento de voltaje de control (V_c) calculado en base a la precisión de 12-Bit de ADC y DAC. Para seguir con el cálculo de voltaje de control, partiremos del valor $V_c = 1\text{ V}$ para el tratamiento inicial de un ciclo de T^a ambiente al que le sumaremos o restaremos (en función del resultado de la diferencia entre T^a consigna y simulada) el valor de incrementos de tensión de control obtenido en la última multiplicación. Por último, aplicaremos un control de límites de V_c mediante una secuencia de funciones comparativas teniendo en cuenta los límites de corriente que circulará por el sensor y los límites de trabajo de T^a ambiente:

El valor de límite inferior de V_c (0.56644 V) está definido suponiendo que estamos simulando la T^a mínima ($-90\text{ }^{\circ}\text{C}$), con su resistencia mínima aproximada (65.35 ohmios), a voltaje mínimo del sensor (32.675 mV), trabajando en el límite máximo de T^a ambiente ($40\text{ }^{\circ}\text{C}$) con su valor de resistencia máximo (115.37 ohmios) y obteniendo la intensidad mínima aproximada del sensor (283.219 uA).

El valor del límite superior de V_c (2.155 V) está definido para el caso inverso, suponiendo que estamos simulando la T^a máxima ($300\text{ }^{\circ}\text{C}$) con su resistencia máxima aproximada (215.5 ohmios), a voltaje máximo del sensor (107.75 mV), trabajando en el límite mínimo de T^a ambiente ($0\text{ }^{\circ}\text{C}$) con su valor de resistencia mínimo (100 ohmios) y obteniendo la intensidad máxima aproximada del sensor (1.0775 mA).

En los casos en que el valor de V_c esté comprendido entre 0.56644 V y 2.155 V el valor no se verá afectado ni modificado por el control de límites. De lo contrario se activará la función implementada de error de límites de voltaje de control que mostrará por pantalla el siguiente mensaje:

ERROR #04:

El valor de Voltaje de Control (V_c) ha sobrepasado los límites del programa.

Pulse "OK" para continuar

El valor de voltaje de control (V_c) se muestra en el panel frontal tal y como se observa en la figura nº 87.

Para transmitir por puerto serie el voltaje de control primero necesitaremos convertir el valor de V_c en número de cuentas dividiéndolo entre “0.0006047”, valor que hemos ajustado equivalente el mínimo incremento de voltaje de control (V_c) calculado en base a la precisión de 12-Bit de ADC y DAC. A continuación, aplicaremos la función de

conversión para transformar el número de cuentas en una cadena de 4 valores de tipo hexadecimal (2 Bytes). El siguiente paso lo realizaremos mediante la función de escáner de valor y aplicación de tipo de variable para obtener el valor de Vc en 2 bytes. Posteriormente y mediante la función “Reverse” invertiremos los dos bytes para enviarlos directamente por el puerto RS-232. Este cambio de posición está realizado en base al código ensamblador del microcontrolador el cual está implementado para recibir en primer lugar el byte bajo de voltaje de control (Vc+0) y luego el byte alto (Vc+1). La escritura de los 2 bytes por puerto serie se realiza por medio de la función “VISA Write”. Por último cerraremos la comunicación del puerto serie mediante la función “VISA Close” que al mismo tiempo conectaremos con la función de tratamiento de error simple de programa.

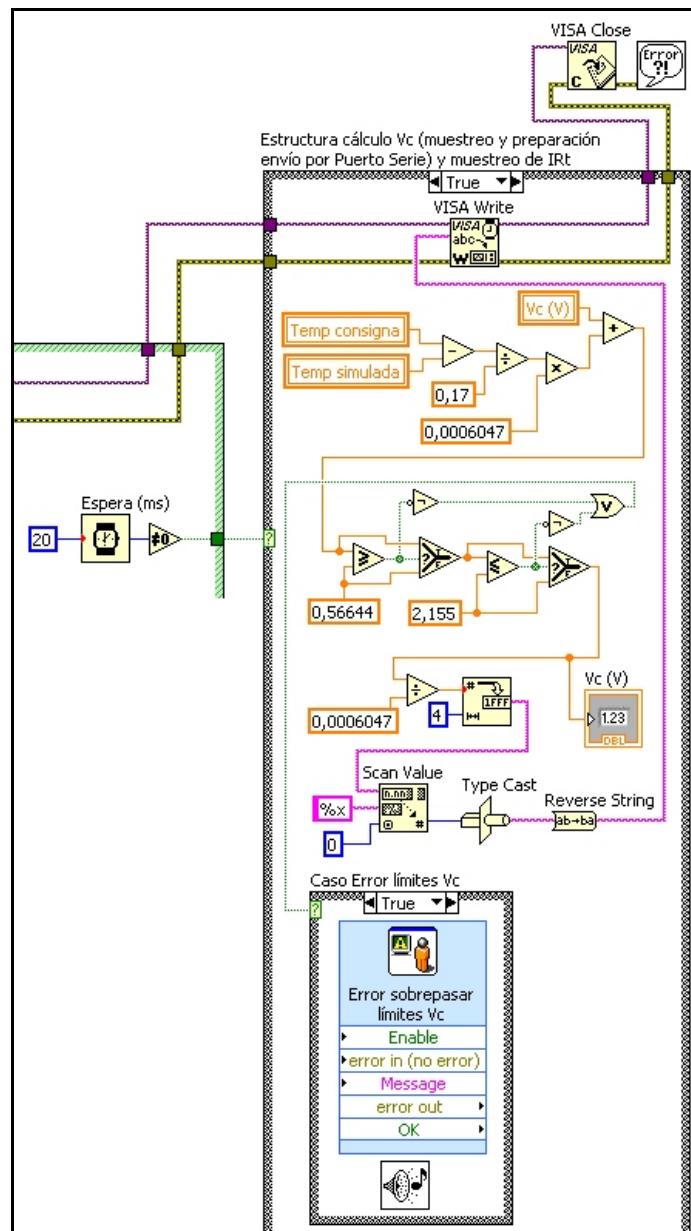


Figura 86. Sección del Diagrama de Bloques de Cálculo de Voltaje de Control (Vc) mediante Control Proporcional, Envío de 2 Bytes (Vc) por Puerto Serie y Tratamiento de Error de Límites de Voltaje de Control

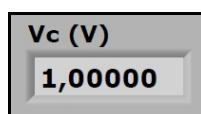


Figura 87. Valor de Voltaje de Control (Vc) mostrado en Panel Frontal

3.5.9 Bloque de Presentación de la Gráfica de Control de Temperaturas

En la interfaz de usuario hemos incorporado también la visualización de los valores de temperatura mediante una “Gráfica de Control de Temperaturas” que muestra en tiempo real la lectura de las 3 temperaturas (consigna, simulada y ambiente). En la figura nº 88 mostramos la sección del diagrama de bloques donde implementamos la visualización mediante gráfica del control de temperaturas.

Se basa en la creación de 3 paquetes de datos “XY”. El valor de la “X” de los tres paquetes de datos será asignado al tiempo real transcurrido (en segundos) obtenido de la función “Get Date/Time In Seconds”. Y el valor de “Y” se asignará a cada uno de los valores de las variables de T^a consigna, simulada y ambiente. A continuación, mediante la función “XY Chart Buffer.vi” guardaremos por separado en una memoria intermedia los paquetes de datos “XY” hasta un máximo de “60” puntos (valor introducido como cantidad máxima de puntos a guardar). Seguidamente, generaremos una matriz de grupos incorporando los 3 paquetes de datos “XY” creados inicialmente mediante la función “Build Cluster Array”.

Una vez tenemos la estructura matriz generada ya podremos introducirla en la función “XY Graph” encargada de mostrar los puntos XY creados en la gráfica. Esta función de gráfica XY nos permite configurar toda una serie de propiedades tales como la apariencia general de la gráfica en el panel frontal, el tipo de dato de los valores a graficar, tipo y tamaño del punto, modos de representación de la línea de unión entre puntos, definición de colores, configuración del rango de escala de X e Y, entre otras.

El rango de escala de los valores de X lo configuraremos mediante la función anexa “XScales.Range” definiendo a través de un paquete de tiempos el incremento, el valor máximo y mínimo, el incremento mínimo y el inicio de escala.

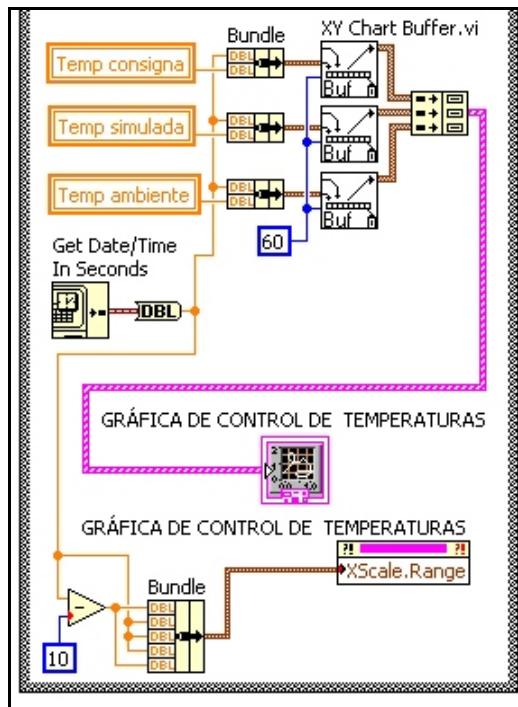


Figura 88. Sección del Diagrama de Presentación de la Gráfica de Control de Temperaturas

En la figura nº 89 mostramos la gráfica de control de temperaturas del panel frontal. Donde se puede observar en la parte superior derecha la leyenda de las 3 temperaturas a graficar con su configuración de tipo, tamaño y color de punto y el modo de representación de la línea de unión entre puntos.

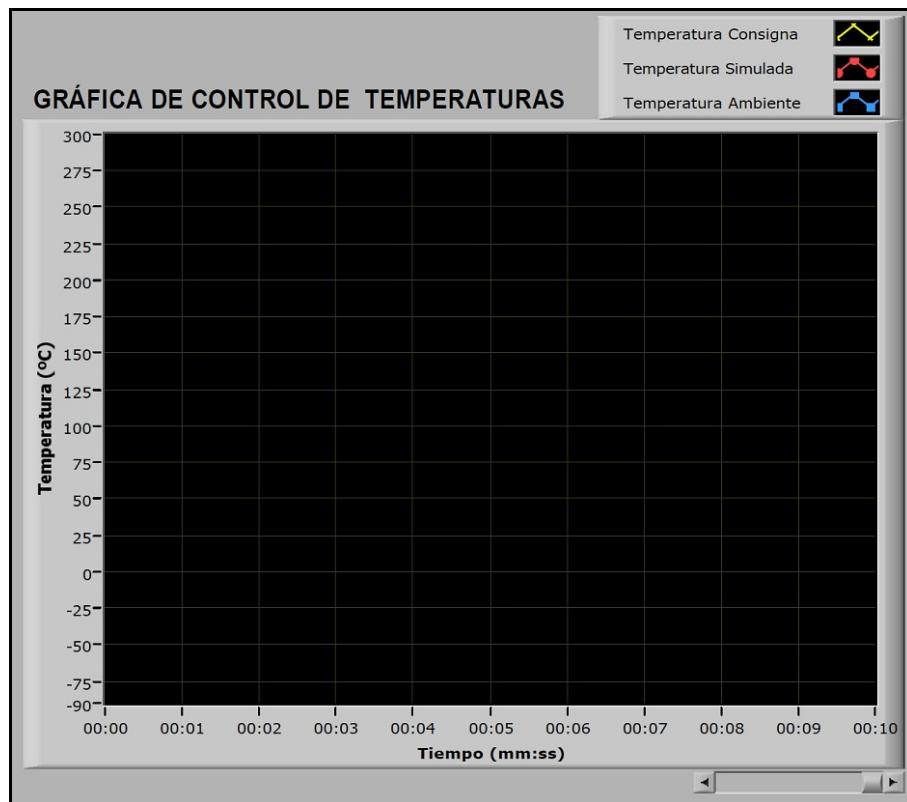


Figura 89. Gráfica de Control de Temperaturas mostrado en Panel Frontal

3.5.10 Manejo y Comprobación de la Interfaz de Usuario

La interfaz de usuario del Simulador de Temperatura está diseñada de tal forma que su manejo sea fácil, ágil e intuitivo. En la figura nº 90 mostramos un ejemplo de simulación de la pantalla de interfaz de usuario.

Previamente a la ejecución y comprobación del simulador de T^a , será necesario que introduzcamos la dirección correcta del directorio donde se encuentre el archivo “coeficiente temperatura.txt” ya que al ejecutarse el programa si no encuentra el archivo nos mostrará un error y no podremos seguir con la ejecución. Debemos comprobar también que el puerto serie introducido sea “COM1” y la velocidad de transmisión (Baud rate) sea de 9600 baudios. Y por ultimo, activaremos el interruptor general “ON/OFF” comprobando que la flecha interior del botón se encuentra de color verde.

Una vez realizadas todos los ajustes previos ejecutaremos el programa para comprobar el funcionamiento de todo el conjunto de nuestro proyecto Simulador de Temperatura. Observamos que en la sección del panel frontal donde el usuario introduce la T^a consigna el valor inicial por defecto es “0,0” ($^{\circ}\text{C}$). En el primer ciclo se actualizará el valor de la T^a ambiente y cada 2 segundos se actualizará el valor de T^a simulada con el propósito de igualarse a la T^a consigna introducida por el usuario. El siguiente ciclo de actualización de temperatura ambiente será a los 30 segundos cumpliendo así la secuencia, ya explicada en apartados anteriores, diseñada en el código ensamblador grabado en el microcontrolador de la placa emuladora SAR ADuC812. Para poder ver la respuesta a la variación de temperatura, el usuario deberá introducir el valor deseado mediante el teclado numérico o por medio de las teclas “Avanzar Página” y “Retroceder Página” que recordando lo explicado en apartados anteriores incrementará o decrementará de $1\ ^{\circ}\text{C}$ en $1\ ^{\circ}\text{C}$ el valor de temperatura consigna.

En nuestro ejemplo de la figura nº 90 podemos observar en la gráfica un flanco de subida de la temperatura consigna (señal amarilla) incrementado de $0\ ^{\circ}\text{C}$ a $250\ ^{\circ}\text{C}$ en un tiempo de 2 segundos asignado a un ciclo de muestreo. Permanecemos a $250\ ^{\circ}\text{C}$ durante 2 ciclos (4 segundos) y en ese punto volvemos a tener otro flanco pero en este caso de bajada de temperatura consigna decrementado de $250\ ^{\circ}\text{C}$ a $0\ ^{\circ}\text{C}$ en un ciclo más de 2 segundos (entre el tiempo 23:48 y 23:49). A partir de ahí permanecemos a una T^a consigna de $0\ ^{\circ}\text{C}$.

Teniendo en cuenta la T^a de consigna a cumplir, la gráfica descrita por la señal de T^a simulada (señal roja) realiza la misma función pero representada un ciclo de muestreo retrasado. Esto es debido a que el voltaje de salida del circuito “Vout” a tratar en este ciclo, pertenece a la respuesta del tratamiento de control proporcional (envío del “Vc” a la entrada del circuito) calculado en el ciclo anterior. Explicado de otra forma, diremos que en un mismo ciclo de muestreo, en la gráfica de control de T^a aparecerán representadas:

- La T^a Consigna actualizada cada 2 segundos y que será tratada en el apartado de control proporcional de este mismo ciclo para el envío del “Vc”, donde la variación de “Vout” asociada a dicha T^a consigna se reflejará en el siguiente ciclo.
- La T^a Simulada actualizada cada 2 segundos y recibida directamente del circuito analógico, transformando el valor de “Vout” con un tratamiento de cálculo de “Vc” a la entrada del circuito realizado en el ciclo anterior.
- La T^a Ambiente actualizada cada 30 segundos y recibida directamente del circuito, transformando el valor de “Vout” con un tratamiento de “Vc” = 1V a la entrada del circuito introducido por medio del programa de código ensamblador del ADuC812.

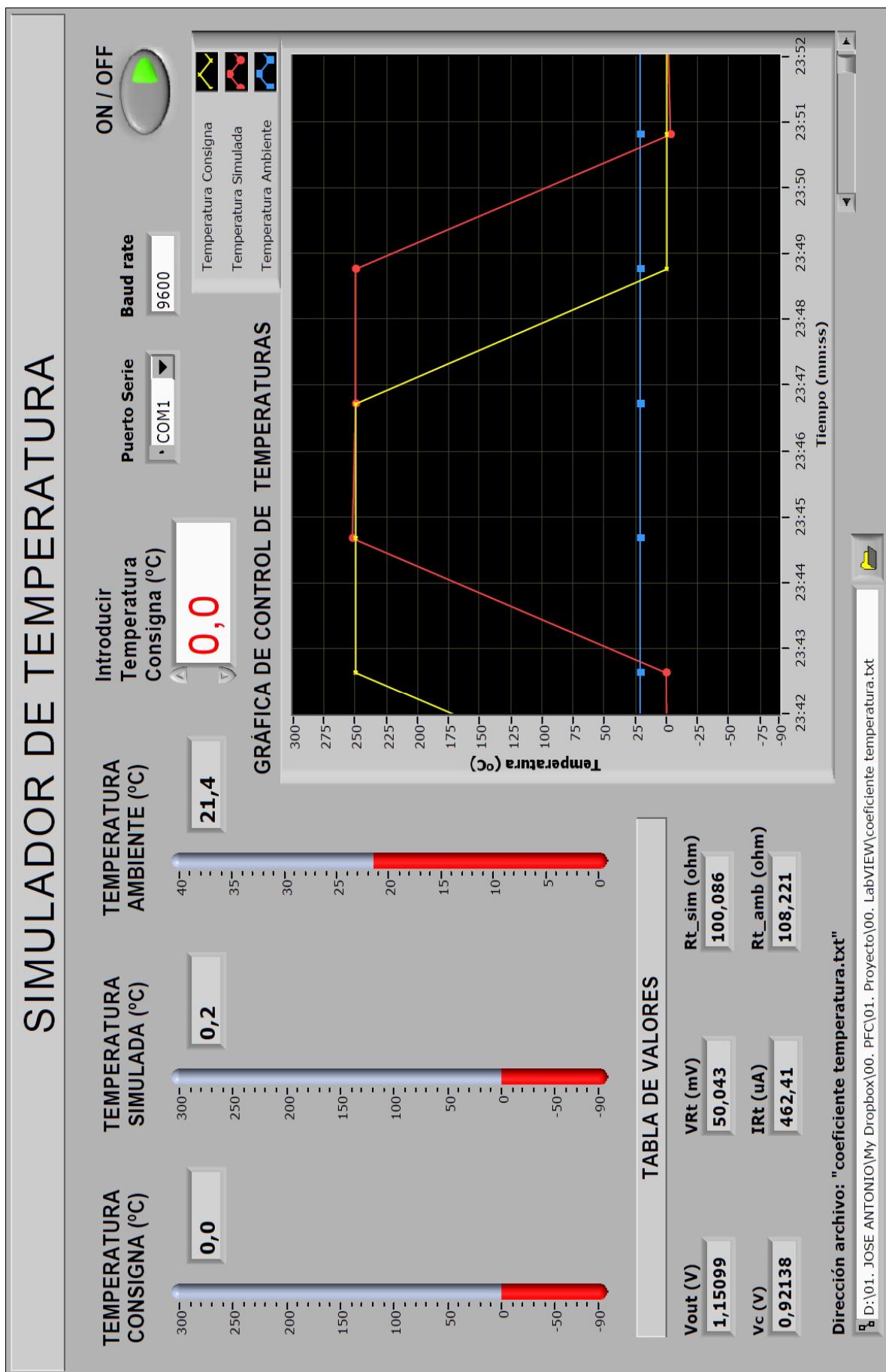
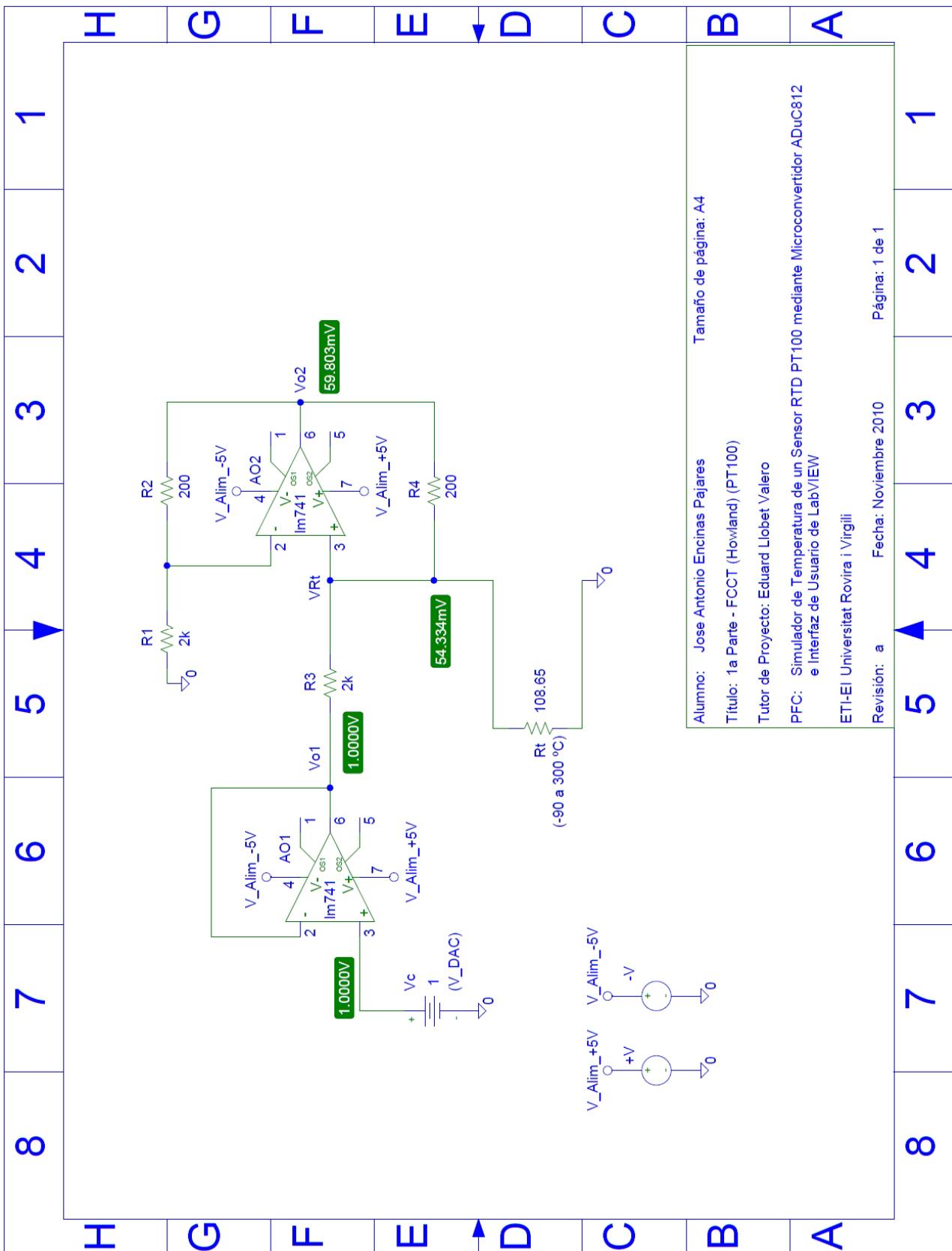


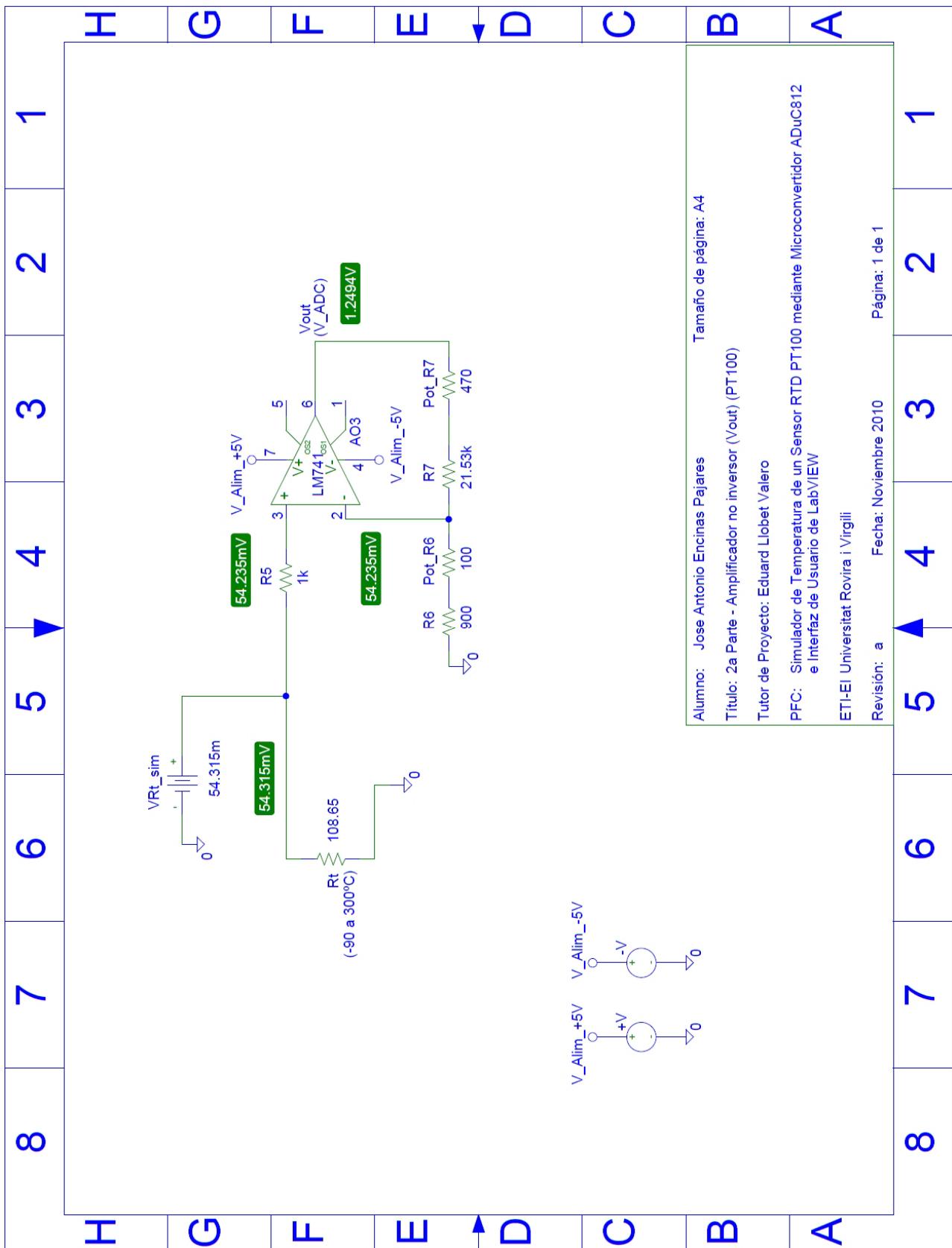
Figura 90. Pantalla de Interfaz de Usuario del Simulador de Temperatura (Ejemplo de Simulación)

4 Planos

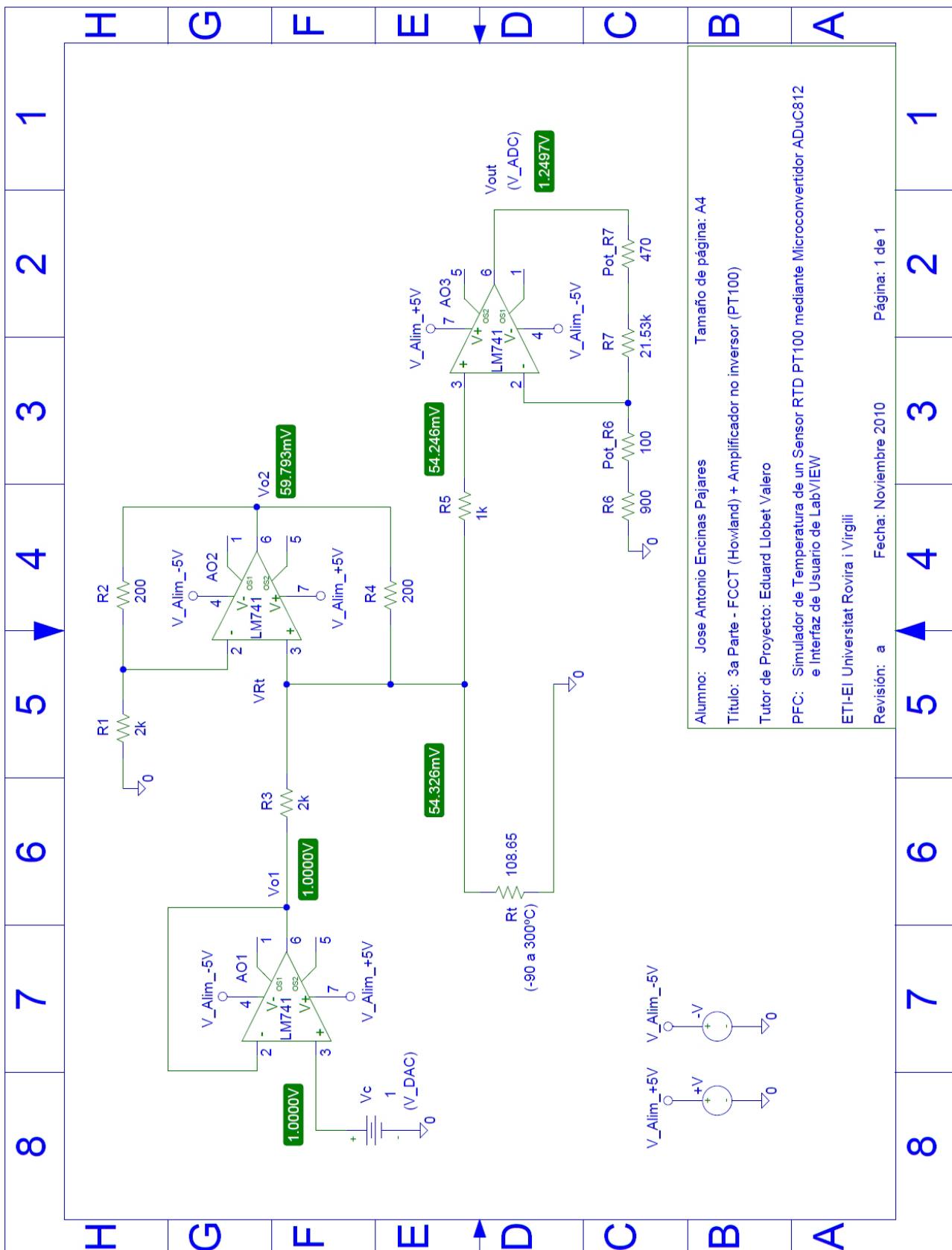
4.1 Esquema de la Fuente de Corriente Controlada por Tensión (Howland) (PT100)



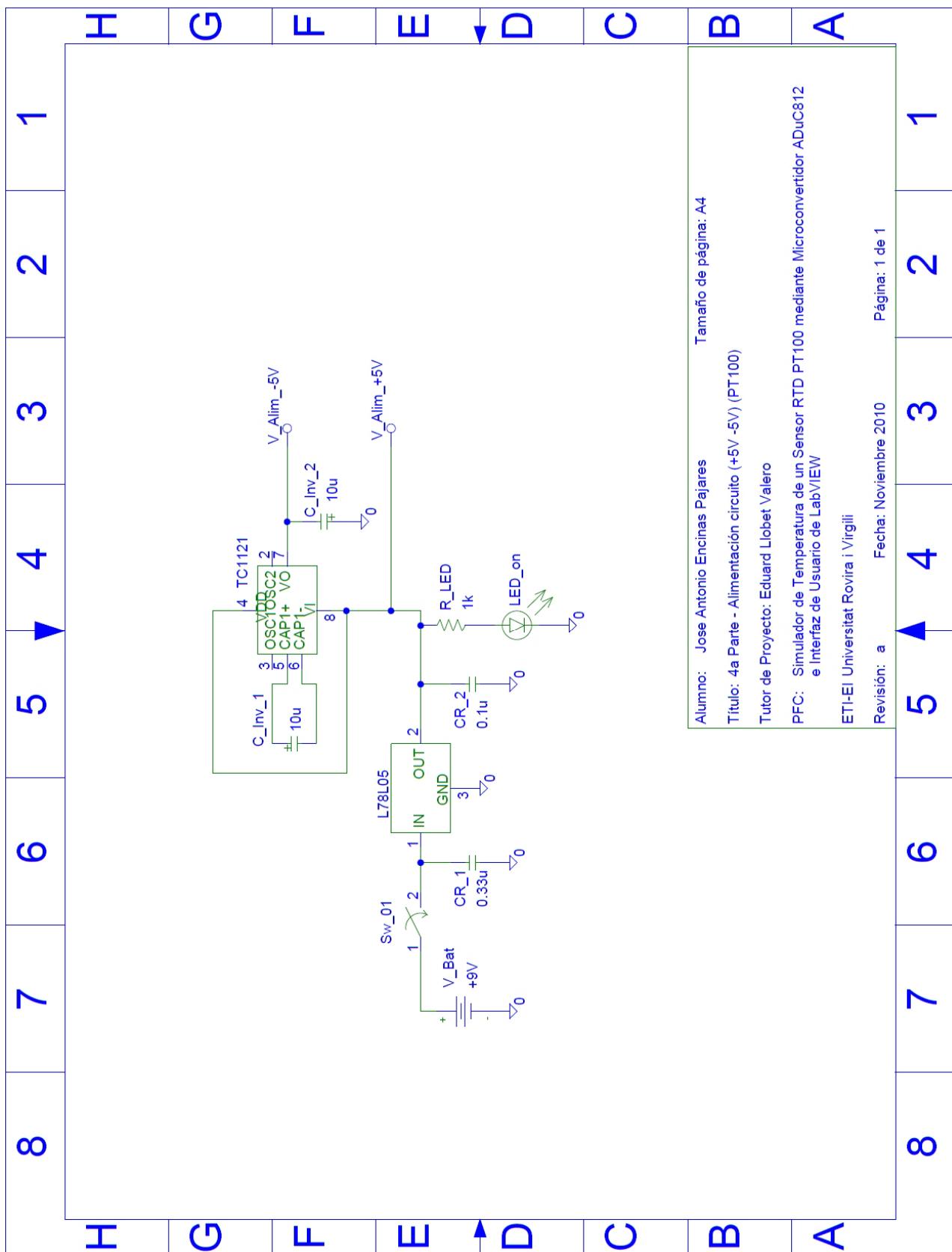
4.2 Esquema del Amplificador No Inversor (V_{out}) (PT100)



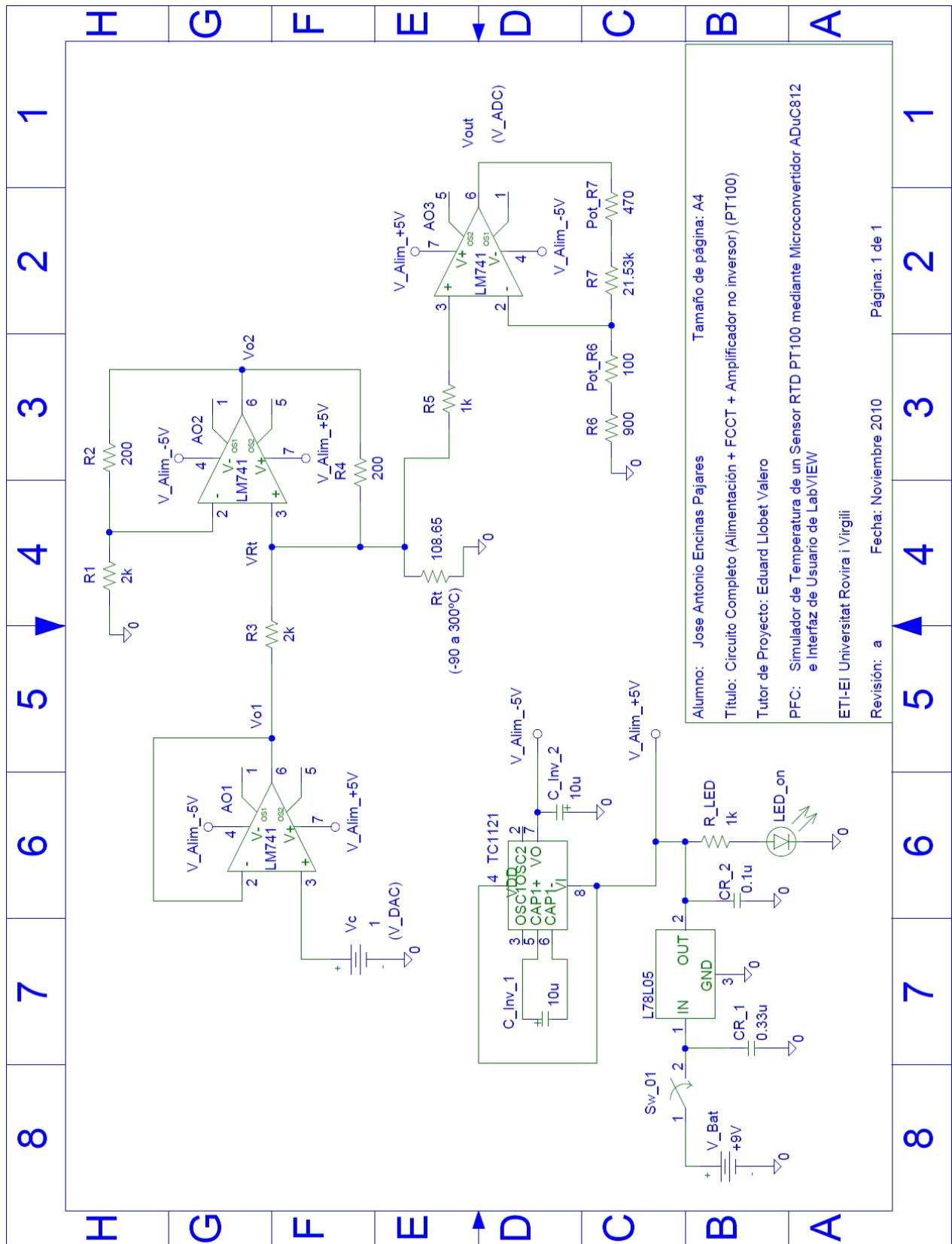
4.3 Esquema de la Fuente de Corriente Controlada por Tensión + el Amplificador No Inversor (PT100)



4.4 Esquema del Circuito de Alimentación (± 5 V) (PT100)



4.5 Esquema del Circuito Completo: Alimentación + Fuente de Corriente Controlada por Tensión + Amplificador No Inversor (PT100)



5 Anexos

5.1 Código Ensamblador y Librería “MOD812”

5.1.1 Código Ensamblador (*sim_temp.asm*)

```
;*****;
; Autor: José Antonio Encinas Pajares      *;
;                                              *;
; Nombre archivo: sim_temp.asm             *;
;                                              *;
; Fecha: Noviembre 2010                   *;
;                                              *;
; Descripción: Código para controlar y simular un sensor de temperatura*;
;                                              *;
; Tutor proyecto: Eduard Llobet           *;
;                                              *;
; PFC: Simulador de Temperatura de un Sensor RTD PT100 mediante          *;
;       Microconvertidor ADuC812 e Interfaz de Usuario de LabVIEW           *;
;                                              *;
; Titulación: ETI-EI Universitat Rovira i Virgili                         *;
;                                              *;
;*****;
;;;;;;
;; DEFINICIONES ;
;;;;;;
$MOD812

DSEG          ; selecciono espacio memoria de datos interna
ORG 020h      ; dirección hex. donde reservo espacios de memoria de datos
               ; para variables

Vc:          DS 2      ; 2 bytes voltaje de control de entrada circuito
               ; (salida del DAC del ADuC812)
Vc_ant:      DS 2      ; 2 bytes voltaje de control (anterior)
Vc_1V:        DS 2      ; 2 bytes voltaje de control de entrada circuito
               ; (obtener temp. ambiente Vc=1V)
Vout:         DS 2      ; 2 bytes voltaje de salida circuito analógico
               ; (entrada al ADC del ADuC812)
Vout_ant:    DS 2      ; 2 bytes voltaje de salida (anterior)

Carga01:     DS 1      ; 1 byte para cargar valor en rutinas de espera
               ; retardo
```

```

Carga02:    DS   1 ; 1 byte para cargar valor en rutinas de espera-
                     retardo
Carga03:    DS   1 ; 1 byte para cargar valor en rutinas de espera-
                     retardo
Carga04:    DS   1 ; 1 byte para cargar valor en rutinas de espera-
                     retardo
Flag_tsim:   DS   1 ; 1 byte Flag de control voltaje salida si es
                     temp. simulada o temp. ambiente
                     ; (Flag_tsim = #53h ("S") -> Vout de temp. simulada)
                     ; (Flag_tsim = #41h ("A") -> Vout de temp. ambiente)
CA_tamb:     DS   1 ; 1 byte cuenta atrás para transmitir Vout de
                     temp. ambiente cada 30 segundos
Var_aux1:    DS   1 ; 1 byte para variable auxiliar 1
ADC_OK:      DS   1 ; flag de conversión A/D y captura de valor
                     finalizado: 1 = OK y 0 = NO OK
::::::::::::::::::
; INICIO DEL PROGRAMA ;
::::::::::::::::::
CSEG          ; selecciono espacio de memoria de programa
ORG 0000h      ; dirección hex. donde empieza el programa
LCALL MAIN    ; salto al programa principal
::::::::::::::::::
;
; ESPACIO PARA VECTORES DE INTERRUPCIONES ;
;
::::::::::::::::::
ORG 0003h      ; (Interrupción Externa 0 utilizada como RESET inicio
                ; programa ***--Nivel 2--**)
LJMP 0000h ; volvemos al inicio del programa
RETI
;
ORG 0033h ; (Interrupción de AD CONVERTOR ***--Nivel 3--**)
LCALL IRQ_ADC    ; llamamos a subrutina de interrupción de conversión A/D
RETI
;
ORG 0043h      ; (Interrupción de POWER SUPPLY MONITOR ***--Nivel 1--**)
LCALL IRQ_PSM    ; llamamos a subrutina de interrupción de falta de
                  ; tensión de alimentación
RETI

```



```

        SETB EA          ; habilitamos interrupciones
        SETB EX0          ; habilitamos interrupción externa 0 para
                           utilizar como RESET inicio programa
        MOV IE2,#002h    ; habilitamos interrupción Power Supply Monitor
;::::::::::::::::::;;
; DEFINICION DE CONSTANTES ;
;::::::::::::::::::;;
        MOV Vc_1V+0,#73h      ; Valor de voltaje de control para entrada
                           circuito (obtener temp. ambiente)
        MOV Vc_1V+1,#06h      ; Vc=1V ==> 1/0.6057mV=1650.98 -->
                           1651x0.6057mV=1.0000V --> 1651d=673h
;::::::::::::::::::;;
; INICIALIZACION DE VALORES ;
;::::::::::::::::::;;
        MOV Vc+0,#0      ; 2 bytes voltaje de control de entrada
                           circuito = 0
        MOV Vc+1,#0      ;
        MOV Vc_ant+0,#0 ; 2 bytes voltaje de control de entrada circuito
                           (anterior) = 0
        MOV Vc_ant+1,#0 ;
        MOV Vout+0,#0    ; 2 bytes voltaje de salida circuito = 0
        MOV Vout+1,#0    ;
        MOV Vout_ant+0,#0 ; 2 bytes voltaje de salida circuito
                           (anterior) = 0
        MOV Vout_ant+1,#0 ;
        MOV Carga01,#0   ; byte valor de carga01 de espera-retardo = 0
        MOV Carga02,#0   ; byte valor de carga02 de espera-retardo = 0
        MOV Carga03,#0   ; byte valor de carga03 de espera-retardo = 0
        MOV Carga04,#0   ; byte valor de carga04 de espera-retardo = 0
        MOV Var_aux1,#0  ; byte de variable auxiliar 1 = 0
        MOV Flag_tsim,#41h ; Flag control voltaje salida = "A" (Vout
                           de temp. ambiente)
        MOV ADC_OK,#0    ; flag conversión A/D y captura de valor
                           finalizado = 0 (NO OK)
        MOV CA_tamb,#15 ; cargamos valor #15 para transmitir Vout de
                           temp. amb. cada 30s (15x2s=30s)

```

```

;-----;
; BUCLE INFINITO PARA CONTROLAR LA TEMPERATURA ;
;-----;

BUCLE:MOV A,Flag_tsim      ; colocamos "Flag_tsim" en reg.A para
                           ; tratarlo
CJNE A,#41h,INTRO_DAC   ; saltamos a "INTRO_DAC" si reg.A no es "A"
                           ; (#41h) (caso Vc temp. simulada)
MOV Vc+0,Vc_1V+0        ; colocamos (#68h) en byte bajo de Vc para
                           ; obtener Vc=1V (caso Vc temp. amb.)
MOV Vc+1,Vc_1V+1        ; colocamos (#06h) en byte alto de Vc para
                           ; obtener Vc=1V (caso Vc temp. amb.)

INTRO_DAC:
MOV DAC1H,Vc+1 ; cargamos byte alto de voltaje control en
                 ; registro alto del convertidor D/A
MOV DAC1L,Vc+0 ; cargamos byte bajo de voltaje control en
                 ; registro bajo del convertidor D/A
LCALL Delay_15us ; llamamos a subrutina retardo de 15us (tiempo
                  ; necesario para Conversión D/A)
LCALL Delay_2s    ; llamamos a subrutina retardo de 2s
                  ; (tiempo de acondicionamiento y estabilización
                  ; del circuito analógico)

; BLOQUE DEL PROGRAMA PARA OBTENER "Vout" DEL CONVERTIDOR A/D:
;-----;

SETB EADC           ; habilitamos interrupción ADC
SETB SCONV          ; iniciamos conversión simple ADC por canal "0"
ESPERA:MOV R5,ADC_OK ; bucle de espera hasta regresar de la
                      ; interrupción ADC
CJNE R5,#01h,ESPERA ; comparamos "R5"(ADC_OK) con "1" y
                      ; saltamos a "ESPERA" si no es igual
CLR EADC            ; deshabilitamos interrupción ADC
MOV ADC_OK,#00h     ; ponemos a "0" el flag "ADC_OK" de
                      ; conversión A/D y captura valor finalizado
MOV Vout_ant+0,Vout+0 ; guardamos byte bajo de ADC en byte bajo
                      ; de Vout anterior
MOV Vout_ant+1,Vout+1 ; guardamos byte alto de ADC en byte alto
                      ; de Vout anterior

```

```

;BLOQUE DEL PROGRAMA PARA TRANSMITIR "Flag_tsim" + "Vout" POR EL PUERTO
SERIE (RS-232):
;-----
    MOV TH1,#0FDh ; valor TH1 para recargar en TL1 para generar un
                    ; "Baud rate" de 9600
    MOV TMOD,#20h ; configurarmos Timer1 en modo: 8-bit autorecarga
    MOV SCON,#50h ; UART modo 1: 8-bit("Baud rate" variable) y
                    ; recepción Puerto Serie (REN=1)
    MOV PCON,#00h ; SMOD=0 (No activamos Doble UART "baud rate")

    MOV SBUF,Flag_tsim ; enviamos Flag_tsim al registro "SBUF"
    SETB TR1           ; activamos Timer1 como generador de "Baud
                        ; rate 9600" 8-bit autorecarga

WAIT_T1:JNB TI,WAIT_T1 ; esperamos la activación de "TI" (SCON.1) de
                        ; byte transmitido
    CLR TF1           ; ponemos a "0" el flag desbordamiento Timer1
                        ; (Timer1 Overflow Flag)
    CLR TI             ; ponemos a "0" el registro "TI" de byte
                        ; transmitido
    LCALL Delay_15us ; llamamos a subrutina retardo de 15us
    MOV SBUF,Vout+0 ; enviamos byte bajo de voltaje de salida (Vout)
                    ; al registro "SBUF"
    SETB TR1           ; activamos Timer1 como generador de "Baud rate
                        ; 9600" 8-bit autorecarga

WAIT_T2:JNB TI,WAIT_T2 ; esperamos la activación de "TI" (SCON.1) de
                        ; byte transmitido
    CLR TF1           ; ponemos a "0" el flag desbordamiento Timer1
                        ; (Timer1 Overflow Flag)
    CLR TI             ; ponemos a "0" el registro "TI" de byte
                        ; transmitido
    LCALL Delay_15us ; llamamos a subrutina retardo de 15us
    MOV SBUF,Vout+1 ; enviamos byte alto de voltaje de salida (Vout)
                    ; al registro "SBUF"
    SETB TR1           ; activamos Timer1 como generador de "Baud rate
                        ; 9600" 8-bit autorecarga

WAIT_T3:JNB TI,WAIT_T3 ; esperamos la activación de "TI" (SCON.1) de
                        ; byte transmitido
    CLR TF1           ; ponemos a "0" el flag desbordamiento Timer1
                        ; (Timer1 Overflow Flag)
    CLR TI             ; ponemos a "0" el registro "TI" de byte
                        ; transmitido

```

```

        LCALL Delay_15us ; llamamos a subrutina retardo de 15us

; BLOQUE DEL PROGRAMA PARA RECIBIR "Vc" POR EL PUERTO SERIE (RS-232):
;-----

        MOV TH1,#0FDh ; valor TH1 para recargar en TL1 para generar un
                        "Baud rate" de 9600
        MOV TMOD,#20h ; configurarmos Timer1 en modo: 8-bit autorecarga
        MOV SCON,#50h ; UART modo 1: 8-bit("Baud rate" variable) y
                        recepción Puerto Serie (REN=1)
        MOV PCON,#00h ; SMOD=0 (No activamos Doble UART "baud rate")
        SETB TR1       ; activamos Timer1 como generador de "Baud rate
                        9600" 8-bit autorecarga

WAIT_R1:JNB RI,WAIT_R1 ; esperamos la activación de "RI" (SCON.0) de
                        byte recibido
        MOV Vc+0,SBUF ; cogemos byte bajo de Vc del registro "SBUF"
        CLR TF1       ; ponemos a "0" el flag desbordamiento Timer1
                        (Timer1 Overflow Flag)
        CLR RI        ; ponemos a "0" el registro "RI" de byte recibido
        LCALL Delay_15us ; llamamos a subrutina retardo de 15us
        SETB TR1       ; activamos Timer1 como generador de "Baud rate
                        9600" 8-bit autorecarga

WAIT_R2:JNB RI,WAIT_R2 ; esperamos la activación de "RI" (SCON.0) de
                        byte recibido
        MOV Vc+1,SBUF ; cogemos byte alto de Vc del registro "SBUF"
        ANL Vc+1,#0Fh ; aplicamos una "AND" para poner a "0" los 4 bits altos
        CLR TF1       ; ponemos a "0" el flag desbordamiento Timer1
                        (Timer1 Overflow Flag)
        CLR RI        ; ponemos a "0" el registro "RI" de byte recibido
        LCALL Delay_15us ; llamamos a subrutina retardo de 15us

        MOV Vc_ant+0,Vc+0 ; guardamos byte bajo de Vc en byte bajo de
                            Vc anterior
        MOV Vc_ant+1,Vc+1 ; guardamos byte alto de Vc en byte alto de
                            Vc anterior

; TRATAMIENTO PARA TRANSMITIR "Vout temp. amb." cada 30s y "Vout temp.
simulada" cada 2s:
;-----

        DJNZ CA_tamb,CAMBIO ; decrementamos CA_tamb (cuenta atrás) y
                            saltamos a "CAMBIO" si no es "0"

```

```

    MOV    CA_tamb,#15           ; cargamos #15 en CA_tamb para iniciar de
                                ; nuevo la cuenta atrás de 30s
    MOV    Flag_tsim,#41h        ; colocamos "A" (#41h) en Flag_tsim para
                                ; transmitir Vout de temp. amb.
    LJMP   BUCLE               ; saltamos al inicio del bucle para
                                ; transmitir Vout de temp. amb.
CAMBIO:MOV  Flag_tsim,#53h    ; colocamos "S" (#53h) en Flag_tsim para
                                ; transmitir Vout de temp. simulada
    LJMP   BUCLE               ; saltamos al inicio del bucle para
                                ; transmitir Vout de temp. simulada

;::::::::::::::::::
; SUBRUTINAS ;
;::::::::::::::::::

;::::::::::::::::::
; RETARDO DE 15us ;
;::::::::::::::::::

Delay_15us:                 ; retardo de 168 ciclos x 0.090422us = 15.19us
    MOV    Carga04,#05h        ; cargamos valor de 5 decimal en carga04
                                ; (24 ciclos)
DECREM:DJNZ Carga04,DECREM  ; decrementamos valor de carga04 5 veces
                                ; saltando a DECREM (24ciclos x 5)
    RET                  ; retorno de subrutina "Delay_15us"(24 ciclos)

;::::::::::::::::::
; RETARDO DE 2 SEGUNDOS ;
;::::::::::::::::::

Delay_2s:       ; retardo [24 ciclos x (256x100x36 veces) x 0.090422us] = 2s
    MOV    Carga03,#24h        ; cargamos valor de 36 decimal en carga03
PASO_1:MOV  Carga02,#064h    ; cargamos valor de 100 decimal en carga02
PASO_2: MOV   Carga01,#0FFh  ; cargamos valor de 255 decimal en carga01
PASO_3:DJNZ Carga01,PASO_3  ; decrementamos valor de carga01 256 veces
                                ; saltando a PASO_3
    DJNZ   Carga02,PASO_2    ; decrementamos valor de carga02 100 veces
                                ; saltando a PASO_2
    DJNZ   Carga03,PASO_1    ; decrementamos valor de carga03 36 veces
                                ; saltando a PASO_1
    RET                  ; retorno de subrutina "Delay_2s"
END

```

5.1.2 Librería “MOD812”

```
;REV. 1.7 February 2002
;ADuC812 Apps, Analog Devices Inc.

P0      DATA  080H ;PORT 0
SP      DATA  081H ;STACK POINTER
DPL     DATA  082H ;DATA POINTER - LOW BYTE
DPH     DATA  083H ;DATA POINTER - HIGH BYTE
DPP     DATA  084H ;DATA POINTER - PAGE BYTE
PCON    DATA  087H ;POWER CONTROL
TCON    DATA  088H ;TIMER CONTROL
TMOD   DATA  089H ;TIMER MODE
TL0     DATA  08AH ;TIMER 0 - LOW BYTE
TL1     DATA  08BH ;TIMER 1 - LOW BYTE
TH0     DATA  08CH ;TIMER 0 - HIGH BYTE
TH1     DATA  08DH ;TIMER 1 - HIGH BYTE
P1      DATA  090H ;PORT 1
SCON    DATA  098H ;SERIAL PORT CONTROL
SBUF    DATA  099H ;SERIAL PORT BUFFER
I2CDAT  DATA  09AH ;I2C DATA REGISTER (for backward code compatibility)
I2CADD  DATA  09BH ;I2C ADDRESS (for backward code compatibility)
P2      DATA  0A0H ;PORT 2
IE      DATA  0A8H ;INTERRUPT ENABLE 1
IE2     DATA  0A9H ;INTERRUPT ENABLE 2
P3      DATA  0B0H ;PORT 3
IP      DATA  0B8H ;INTERRUPT PRIORITY
ECON    DATA  0B9H ;FLASH EEPROM CONTROL
ETIM1   DATA  0BAH ;FLASH EEPROM TIMING1
ETIM2   DATA  0BBH ;FLASH EEPROM TIMING2
EDATA1  DATA  0BCH ;FLASH EEPROM DATA1
EDATA2  DATA  0BDH ;FLASH EEPROM DATA2
EDATA3  DATA  0BEH ;FLASH EEPROM DATA3
EDATA4  DATA  0BFH ;FLASH EEPROM DATA4
WDCON   DATA  0C0H ;WATCHDOG TIMER CONTROL
ETIM3   DATA  0C4H ;FLASH EEPROM TIMING3
EADRL   DATA  0C6H ;FLASH EEPROM PAGE ADDRESS
T2CON   DATA  0C8H ;TIMER 2 CONTROL
RCAP2L  DATA  0CAH ;TIMER 2 CAPTURE REGISTER - LOW BYTE
RCAP2H  DATA  0CBH ;TIMER 2 CAPTURE REGISTER - HIGH BYTE
TL2     DATA  0CCH ;TIMER 2 - LOW BYTE
TH2     DATA  0CDH ;TIMER 2 - HIGH BYTE
```

PSW	DATA	0D0H	;PROGRAM STATUS WORD
DMAL	DATA	0D2H	;DMA ADDRESS LOW BYTE
DMAH	DATA	0D3H	;DMA ADDRESS HIGH BYTE
DMAP	DATA	0D4H	;DMA ADDRESS PAGE BYTE
ADCCON2	DATA	0D8H	;ADC CONTROL
ADCDATAL	DATA	0D9H	;ADC DATA LOW BYTE
ADCDATAH	DATA	0DAH	;ADC DATA HIGH BYTE
PSMCON	DATA	0DFH	;POWER SUPPLY MONITOR
ACC	DATA	0E0H	;ACCUMULATOR
I2CCON	DATA	0E8H	;I2C CONTROL (for backward code compatibility)
DCON	DATA	0E8H	;D0 & D1 CONTROL REGISTER
ADCCON1	DATA	0EFH	;ADC CONTROL
B	DATA	0F0H	;MULTIPLICATION REGISTER
ADCOFSL	DATA	0F1H	;ADC OFFSET LOW BYTE
ADCOFSH	DATA	0F2H	;ADC OFFSET HIGH BYTE
ADCGAINL	DATA	0F3H	;ADC GAIN LOW BYTE
ADCGAINH	DATA	0F4H	;ADC GAIN HIGH BYTE
ADCCON3	DATA	0F5H	;ADC CONTROL
SPIDAT	DATA	0F7H	;SPI DATA REGISTER
SPICON	DATA	0F8H	;SPI CONTROL REGISTER
DAC0L	DATA	0F9H	;DAC0 LOW BYTE
DAC0H	DATA	0FAH	;DAC0 HIGH BYTE
DAC1L	DATA	0FBH	;DAC1 LOW BYTE
DAC1H	DATA	0FCB	;DAC1 HIGH BYTE
DACCON	DATA	0FDH	;DAC CONTROL REGISTER
IT0	BIT	088H	;TCON.0 - EXT. INTERRUPT 0 TYPE
IE0	BIT	089H	;TCON.1 - EXT. INTERRUPT 0 EDGE FLAG
IT1	BIT	08AH	;TCON.2 - EXT. INTERRUPT 1 TYPE
IE1	BIT	08BH	;TCON.3 - EXT. INTERRUPT 1 EDGE FLAG
TR0	BIT	08CH	;TCON.4 - TIMER 0 ON/OFF CONTROL
TF0	BIT	08DH	;TCON.5 - TIMER 0 OVERFLOW FLAG
TR1	BIT	08EH	;TCON.6 - TIMER 1 ON/OFF CONTROL
TF1	BIT	08FH	;TCON.7 - TIMER 1 OVERFLOW FLAG
T2	BIT	090H	;P1.0 - TIMER 2 TRIGGER INPUT
T2EX	BIT	091H	;P1.1 - TIMER 2 COUNT INPUT
RI	BIT	098H	;SCON.0 - RECEIVE INTERRUPT FLAG
TI	BIT	099H	;SCON.1 - TRANSMIT INTERRUPT FLAG
RB8	BIT	09AH	;SCON.2 - RECEIVE BIT 8
TB8	BIT	09BH	;SCON.3 - TRANSMIT BIT 8
REN	BIT	09CH	;SCON.4 - RECEIVE ENABLE

SM2	BIT	09DH	; SCON.5 - SERIAL MODE CONTROL BIT 2
SM1	BIT	09EH	; SCON.6 - SERIAL MODE CONTROL BIT 1
SM0	BIT	09FH	; SCON.7 - SERIAL MODE CONTROL BIT 0
EX0	BIT	0A8H	; IE.0 - EXTERNAL INTERRUPT 0 ENABLE
ET0	BIT	0A9H	; IE.1 - TIMER 0 INTERRUPT ENABLE
EX1	BIT	0AAH	; IE.2 - EXTERNAL INTERRUPT 1 ENABLE
ET1	BIT	0ABH	; IE.3 - TIMER 1 INTERRUPT ENABLE
ES	BIT	0ACH	; IE.4 - SERIAL PORT INTERRUPT ENABLE
ET2	BIT	0ADH	; IE.5 - TIMER 2 INTERRUPT ENABLE
EADC	BIT	0AEH	; IE.6 - ENABLE ADC INTURRUPT
EA	BIT	0AFH	; IE.7 - GLOBAL INTERRUPT ENABLE
RXD	BIT	0B0H	; P3.0 - SERIAL PORT RECEIVE INPUT
TXD	BIT	0B1H	; P3.1 - SERIAL PORT TRANSMIT OUTPUT
INT0	BIT	0B2H	; P3.2 - EXTERNAL INTERRUPT 0 INPUT
INT1	BIT	0B3H	; P3.3 - EXTERNAL INTERRUPT 1 INPUT
T0	BIT	0B4H	; P3.4 - TIMER 0 COUNT INPUT
T1	BIT	0B5H	; P3.5 - TIMER 1 COUNT INPUT
WR	BIT	0B6H	; P3.6 - WRITE CONTROL FOR EXT. MEMORY
RD	BIT	0B7H	; P3.7 - READ CONTROL FOR EXT. MEMORY
PX0	BIT	0B8H	; IP.0 - EXTERNAL INTERRUPT 0 PRIORITY
PT0	BIT	0B9H	; IP.1 - TIMER 0 PRIORITY
PX1	BIT	0BAH	; IP.2 - EXTERNAL INTERRUPT 1 PRIORITY
PT1	BIT	0BBH	; IP.3 - TIMER 1 PRIORITY
PS	BIT	0BCH	; IP.4 - SERIAL PORT PRIORITY
PT2	BIT	0BDH	; IP.5 - TIMER 2 PRIORITY
PADC	BIT	0BEH	; IP.6 - ADC PRIORITY
PSI	BIT	0BFH	; IP.7 - SPI OR 2-WIRE SERIAL INTERFACE PRIORITY
WDE	BIT	0C0H	; WDCON.0 - WATCHDOG ENABLE
WDS	BIT	0C1H	; WDCON.1 - WATCHDOG STATUS
WDR2	BIT	0C2H	; WDCON.2 - WATCHDOG TIMER REFRESH BIT2
WDR1	BIT	0C3H	; WDCON.3 - WATCHDOG TIMER REFRESH BIT1
PRE0	BIT	0C5H	; WDCON.5 - WATCHDOG TIMEOUT SELECTION BIT0
PRE1	BIT	0C6H	; WDCON.6 - WATCHDOG TIMEOUT SELECTION BIT1
PRE2	BIT	0C7H	; WDCON.7 - WATCHDOG TIMEOUT SELECTION BIT2
CAP2	BIT	0C8H	; T2CON.0 - CAPTURE OR RELOAD SELECT
CNT2	BIT	0C9H	; T2CON.1 - TIMER OR COUNTER SELECT
TR2	BIT	0CAH	; T2CON.2 - TIMER 2 ON/OFF CONTROL
EXEN2	BIT	0CBH	; T2CON.3 - TIMER 2 EXTERNAL ENABLE FLAG
TCLK	BIT	0CCH	; T2CON.4 - TRANSMIT CLOCK SELECT
RCLK	BIT	0CDH	; T2CON.5 - RECEIVE CLOCK SELECTTT

EXF2	BIT	0CEH	;T2CON.6 - EXTERNAL TRANSITION FLAG
TF2	BIT	0CFH	;T2CON.7 - TIMER 2 OVERFLOW FLAG
P	BIT	0D0H	;PSW.0 - ACCUMULATOR PARITY FLAG
F1	BIT	0D1H	;PSW.1 - FLAG 0
OV	BIT	0D2H	;PSW.2 - OVERFLOW FLAG
RS0	BIT	0D3H	;PSW.3 - REGISTER BANK SELECT 0
RS1	BIT	0D4H	;PSW.4 - REGISTER BANK SELECT 1
F0	BIT	0D5H	;PSW.5 - FLAG 0
AC	BIT	0D6H	;PSW.6 - AUXILIARY CARRY FLAG
CY	BIT	0D7H	;PSW.7 - CARRY FLAG
CS0	BIT	0D8H	;ADCCON2.0 - ADC INPUT CHANNEL SELECT BIT0
CS1	BIT	0D9H	;ADCCON2.1 - ADC INPUT CHANNEL SELECT BIT1
CS2	BIT	0DAH	;ADCCON2.2 - ADC INPUT CHANNEL SELECT BIT2
CS3	BIT	0DBH	;ADCCON2.3 - ADC INPUT CHANNEL SELECT BIT3
SCONV	BIT	0DCH	;ADCCON2.4 - SINGLE CONVERSION ENABLE
CCONV	BIT	0DDH	;ADCCON2.5 - CONTINUOUS CONVERSION ENABLE
DMA	BIT	0DEH	;ADCCON2.6 - DMA MODE ENABLE
ADCI	BIT	0DFH	;ADCCON2.7 - ADC INTURRUPT FLAG
I2CI	BIT	0E8H	;I2CCON.0 - I2C INTURRUPT FLAG(for backward code compatibility)
I2CTX	BIT	0E9H	;I2CCON.1-I2C TRANSMIT SELECT(for backward code compatibility)
I2CRS	BIT	0EAH	;I2CCON.2 - I2C RESET (for backward code compatibility)
I2CM	BIT	0EBH	;I2CCON.3-I2C MASTER MODE SELECT(for backward code compatibility)
MDI	BIT	0ECH	;I2CCON.4-I2C MASTER MODE SDATA INPUT(for backward code compatibility)
MCO	BIT	0EDH	;I2CCON.5-I2C MASTER MODE SCLOCK OUTPUT(for backward code compatibility)
MDE	BIT	0EEH	;I2CCON.6-I2C MASTER MODE SDATA ENABLE(for backward code compatibility)
MDO	BIT	0EFH	;I2CCON.7-I2C MASTER MODE SDATA OUTPUT(for backward code compatibility)
D0EN	BIT	0EBH	;DCON.3 - D0 ENABLE
D0	BIT	0EDH	;DCON.5 - D0 OUTPUT BIT
D1EN	BIT	0EEH	;DCON.6 - D1 ENABLE
D1	BIT	0EFH	;DCON.7 - D1 OUTPUT BIT
SPR0	BIT	0F8H	;SPICON.0 - SPI BITRATE SELECT BIT0
SPR1	BIT	0F9H	;SPICON.1 - SPI BITRATE SELECT BIT1
CPHA	BIT	0FAH	;SPICON.2 - SPI CLOCK PHASE SELECT
CPOL	BIT	0FBH	;SPICON.3 - SPI CLOCK POLARITY SELECT
SPIM	BIT	0FCH	;SPICON.4 - SPI MASTER/SLAVE MODE SELECT
SPE	BIT	0FDH	;SPICON.5 - SPI INTERFACE ENABLE
WCOL	BIT	0FEH	;SPICON.6 - SPI WRITE COLLISION ERROR FLAG
ISPI	BIT	0FFH	;SPICON.7 - SPI END OF TRANSFER FLAG

5.2 Archivo “coeficiente temperatura.txt”

0,003828	0,003808	0,003794	0,003780	0,003760	0,003750
0,003828	0,003808	0,003794	0,003780	0,003760	0,003744
0,003828	0,003808	0,003790	0,003780	0,003760	0,003744
0,003828	0,003808	0,003790	0,003780	0,003760	0,003744
0,003828	0,003808	0,003790	0,003780	0,003760	0,003744
0,003828	0,003808	0,003790	0,003774	0,003760	0,003744
0,003820	0,003808	0,003790	0,003774	0,003760	0,003744
0,003820	0,003808	0,003790	0,003774	0,003760	0,003744
0,003820	0,003808	0,003790	0,003774	0,003756	0,003744
0,003820	0,003800	0,003790	0,003774	0,003756	0,003744
0,003820	0,003800	0,003790	0,003774	0,003756	0,003744
0,003820	0,003800	0,003790	0,003774	0,003756	0,003738
0,003820	0,003800	0,003786	0,003774	0,003756	0,003738
0,003820	0,003800	0,003786	0,003774	0,003756	0,003738
0,003820	0,003800	0,003786	0,003774	0,003756	0,003738
0,003820	0,003800	0,003786	0,003767	0,003756	0,003738
0,003812	0,003800	0,003786	0,003767	0,003756	0,003738
0,003812	0,003800	0,003786	0,003767	0,003756	0,003738
0,003812	0,003800	0,003786	0,003767	0,003756	0,003738
0,003812	0,003800	0,003786	0,003767	0,003750	0,003738
0,003812	0,003794	0,003786	0,003767	0,003750	0,003738
0,003812	0,003794	0,003786	0,003767	0,003750	0,003738
0,003812	0,003794	0,003786	0,003767	0,003750	0,003738
0,003812	0,003794	0,003780	0,003767	0,003750	
0,003812	0,003794	0,003780	0,003767	0,003750	
0,003812	0,003794	0,003780	0,003767	0,003750	
0,003808	0,003794	0,003780	0,003760	0,003750	

5.3 Tabla Valores Resistencia de Sensor Temperatura PT100 (EN 60 751)

Valores básicos según DIN EN 60 751 (ITS 90)

en ohmios para sensores de temperatura Pt 100 escalonados de 1 a 1°C

°C	-0	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7	-8	-9
-200	18,520	-	-	-	-	-	-	-	-	-
-190	22,825	22,397	21,967	21,538	21,108	20,677	20,247	19,815	19,384	18,952
-180	27,096	26,671	26,245	25,819	25,392	24,965	24,538	24,110	23,682	23,254
-170	31,335	30,913	30,490	30,067	29,643	29,220	28,796	28,371	27,947	27,552
-160	35,543	35,124	34,704	34,284	33,864	33,443	33,022	32,601	32,179	31,757
-150	39,723	39,306	38,889	38,472	38,055	37,637	37,219	36,800	36,382	35,963
-140	43,876	43,462	43,048	42,633	42,218	41,803	41,388	40,972	40,556	40,140
-130	48,005	47,593	47,181	46,769	46,356	45,944	45,531	45,117	44,704	44,290
-120	52,110	51,700	51,291	50,881	50,470	50,060	49,649	49,239	48,828	48,416
-110	56,193	55,786	55,378	54,970	54,562	54,154	53,746	53,337	52,928	52,519
-100	60,256	59,850	59,445	59,039	58,633	58,227	57,821	57,414	57,007	56,600
-90	64,300	63,896	63,492	63,088	62,684	62,280	61,876	61,471	61,066	60,661
-80	68,325	67,924	67,552	67,120	66,717	66,315	65,912	65,509	65,106	64,703
-70	72,335	71,934	71,534	71,134	70,733	70,332	69,931	69,530	69,129	68,727
-60	76,328	75,929	75,530	75,131	74,732	74,333	73,934	73,534	73,134	72,735
-50	80,306	79,909	79,512	79,114	78,717	78,319	77,921	77,523	77,125	76,726
-40	84,271	83,875	83,479	82,083	82,687	82,290	81,894	81,497	81,100	80,703
-30	88,222	87,827	87,432	87,038	86,643	86,248	85,853	85,457	85,062	84,666
-20	92,160	91,767	91,373	90,980	90,586	90,192	89,798	89,404	89,010	88,616
-10	96,086	95,694	95,302	94,909	94,517	94,124	93,732	93,339	92,946	92,553
0	100,000	99,609	99,218	98,827	98,436	98,044	97,653	97,261	96,870	96,478

°C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	100,000	100,391	100,781	101,172	101,562	101,953	102,343	102,733	103,123	103,513
10	103,903	104,292	104,682	105,071	105,460	105,849	106,238	106,627	107,016	107,405
20	107,794	108,182	108,570	108,959	109,347	109,735	110,123	110,510	110,898	111,286
30	111,673	112,060	112,447	112,835	113,221	113,608	113,995	114,382	114,768	115,155
40	115,541	115,927	116,313	116,699	117,085	117,470	117,856	118,241	118,627	119,012
50	119,397	119,782	120,167	120,552	120,936	121,321	121,705	122,090	122,474	122,858
60	123,242	123,626	124,009	124,393	124,777	125,160	125,543	125,926	126,309	126,692
70	127,075	127,458	127,840	128,223	128,605	128,987	129,370	129,752	130,133	130,515
80	130,897	131,278	131,660	132,041	132,422	132,803	133,184	133,565	133,946	134,326
90	134,707	135,087	135,468	135,848	136,228	136,608	136,987	137,367	137,747	138,126
100	138,506	138,885	139,264	139,643	140,022	140,400	140,779	141,158	141,536	141,914
110	142,293	142,671	143,049	143,426	143,804	144,182	144,559	144,937	145,314	145,691
120	146,068	146,445	146,822	147,198	147,575	147,951	148,328	148,704	149,080	149,456
130	149,832	150,208	150,583	150,959	151,334	151,710	152,085	152,460	152,865	153,210
140	153,584	153,959	154,333	154,708	155,082	155,456	155,830	156,204	156,578	156,952
150	157,325	157,699	158,072	158,445	158,818	159,191	159,564	159,937	160,309	160,682
160	161,054	161,427	161,799	162,171	162,543	162,915	163,286	163,658	164,030	164,401
170	164,772	165,143	165,514	165,885	166,256	166,627	166,997	167,368	167,738	168,108
180	168,478	168,848	169,218	169,588	169,958	170,327	170,696	171,066	171,435	171,804
190	172,173	172,542	172,910	173,279	173,648	174,016	174,384	174,752	175,120	175,488
200	175,856	176,224	176,591	176,959	177,326	177,693	178,060	178,427	178,794	179,161
210	179,528	179,894	180,260	180,627	180,993	181,359	181,725	182,091	182,456	182,822
220	183,188	183,553	183,918	184,283	184,648	185,013	185,378	185,743	186,107	186,472
230	186,836	187,200	187,564	187,928	188,292	188,656	189,019	189,383	189,746	190,110
240	190,473	190,836	191,199	191,562	191,924	192,287	192,649	193,012	193,374	193,736
250	194,098	194,460	194,822	195,183	195,545	195,906	196,268	196,629	196,990	197,351
260	197,712	198,073	198,433	198,794	199,154	199,514	199,875	200,235	200,595	200,954
270	201,314	201,674	202,033	202,393	202,752	203,111	203,470	203,829	204,188	204,546
280	204,905	205,263	205,622	205,980	206,338	206,696	207,054	207,411	207,769	208,127
290	208,484	208,841	209,198	209,555	209,912	210,269	210,626	210,982	211,339	211,695
300	212,052	212,408	212,764	213,120	213,475	213,831	214,187	214,542	214,897	215,252

Los valores básicos están calculados según la Escala Internacional de Temperatura ITS 90.

5.4 Data Sheets del proyecto

5.4.1 Sensor de Temperatura RTD PT100



Platinum - 600°C Platinum Thin-Film Temperature Sensor 2,3x2mm

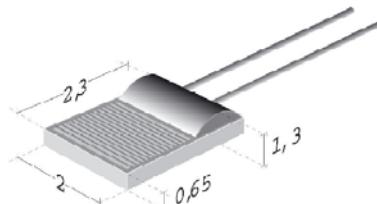
Product

The combination of knowledge in the field of sensor technology and perfectly matched materials are key to this precise platinum thin-film temperature sensor. It shows an excellent long-term stability and resistance to thermal shock at temperatures up to a maximum of 600°C.

The chip dimensions of 2 x 2.3 mm (length x width) are available on the basis value of 100, 500 and 1000 ohms at DIN EN 60751 tolerance class or better.

Advantages

- Wide temperature range
- Resistance to thermal shock
- Excellent long-term stability
- Easy interchangeability



Technical Data

Nominal resistance:	PT100Ω, PT500Ω, PT1000Ω
Temperature range:	-200°C to 600°C
Classes:	½ DIN class B ; DIN class A ; DIN class B
Tolerance classes:	½ DIN class B: -50°C to 150°C DIN class A: -90°C to 300°C DIN class B: -200°C to 600°C
Temperature coefficient:	TCR = 3850ppm/K
Dependence of Resistivity:	DIN EN 60751
Wires:	Pt-Ni clad wire, Ø 0.2mm
Long-term stability:	max. Drift = 0.03% after 1000h at 600°C
Response time:	Water (0.4m/s) : $T_{0.63} = 0.2\text{s}$ Air (1m/s) : $T_{0.63} = 6\text{s}$
Measuring current:	0.5mA (100Ω) ; 0.4mA (500Ω) ; 0.3mA (1000Ω)
Self heating:	Water [mW/°C]: 40 Air [mW/°C]: 4

Other Chipsizes, Nominal resistances, tolerances, length of wire or materials on request.

5.4.2 Amplificador Operacional LM741

National Semiconductor

May 1998

LM741 Operational Amplifier

General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

Schematic Diagram

Offset Nulling Circuit

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 6)

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	$\pm 22V$	$\pm 22V$	$\pm 22V$	$\pm 18V$
Power Dissipation (Note 2)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	$\pm 30V$	$\pm 30V$	$\pm 30V$	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 3)	$\pm 15V$	$\pm 15V$	$\pm 15V$	$\pm 15V$
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	100°C	150°C	100°C
Soldering Information				
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C
M-Package				
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.				
ESD Tolerance (Note 7)	400V	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ C$ $R_S \leq 10 k\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$					1.0	5.0		2.0	6.0	mV mV
	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10 k\Omega$			4.0				6.0		7.5	mV mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu V/^\circ C$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ C, V_S = \pm 20V$	± 10				± 15			± 15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ C$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$nA/^\circ C$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ C, V_S = \pm 20V$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		$M\Omega$
	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}, V_S = \pm 20V$	0.5									$M\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ C$							± 12	± 13		V
	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$				± 12	± 13					V

Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ C$, $R_L \geq 2 k\Omega$ $V_S = \pm 20V$, $V_O = \pm 15V$ $V_S = \pm 15V$, $V_O = \pm 10V$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$, $R_L \geq 2 k\Omega$, $V_S = \pm 20V$, $V_O = \pm 15V$ $V_S = \pm 15V$, $V_O = \pm 10V$ $V_S = \pm 5V$, $V_O = \pm 2V$	32			25			15			V/mV V/mV V/mV
	$V_S = \pm 20V$ $R_L \geq 10 k\Omega$ $R_L \geq 2 k\Omega$	± 16			± 12	± 14		± 12	± 14		V V
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V$ $R_L \geq 10 k\Omega$ $R_L \geq 2 k\Omega$				± 10	± 13		± 10	± 13		V V
	$T_A = 25^\circ C$ $T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$	10	25	35		25			25		mA mA
Output Short Circuit Current	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$ $R_S \leq 10 k\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$ $R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$	10	40		70	90		70	90		dB dB
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$ $R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$	80	95								
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$, $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10 k\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain				0.25	0.8		0.3		0.3	μs
Rise Time					6.0	20		5		5	%
Overshoot											
Bandwidth (Note 5)	$T_A = 25^\circ C$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ C$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ C$ $V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$			80	150		50	85		50	mW mW
LM741A	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{A\text{MIN}}$ $T_A = T_{A\text{MAX}}$				165						mW mW
					135						
LM741E	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{A\text{MIN}}$ $T_A = T_{A\text{MAX}}$				150						mW mW
					150						
LM741	$V_S = \pm 15V$ $T_A = T_{A\text{MIN}}$ $T_A = T_{A\text{MAX}}$					60	100				mW mW
						45	75				

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

Note 2: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T_j max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_j = T_A + (\theta_{JA} P_D)$.

Thermal Resistance	Cerdip (J)	DIP (N)	HO8 (H)	SO-8 (M)
θ_{JA} (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

Note 3: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$.

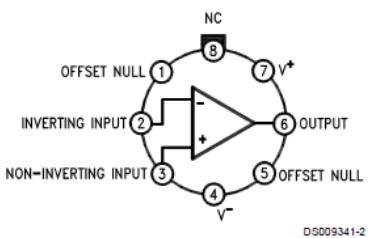
Note 5: Calculated value from: BW (MHz) = 0.35/Rise Time(μs).

Note 6: For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

Note 7: Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

Connection Diagram

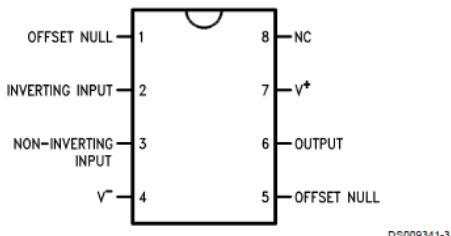
Metal Can Package



Note 8: LM741H is available per JM38510/10101

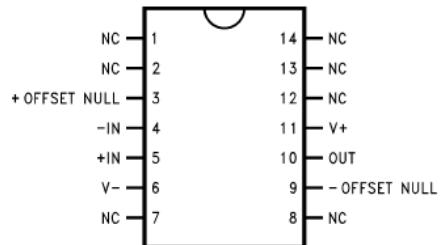
Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 8),
LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line or S.O. Package



Order Number LM741J, LM741J/883,
LM741CM, LM741CN or LM741EN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Ceramic Dual-In-Line Package



DS009341-5

Note 9: also available per JM38510/10101

Note 10: also available per JM38510/10102

Order Number LM741J-14/883 (Note 9),
LM741AJ-14/883 (Note 10)
See NS Package Number J14A

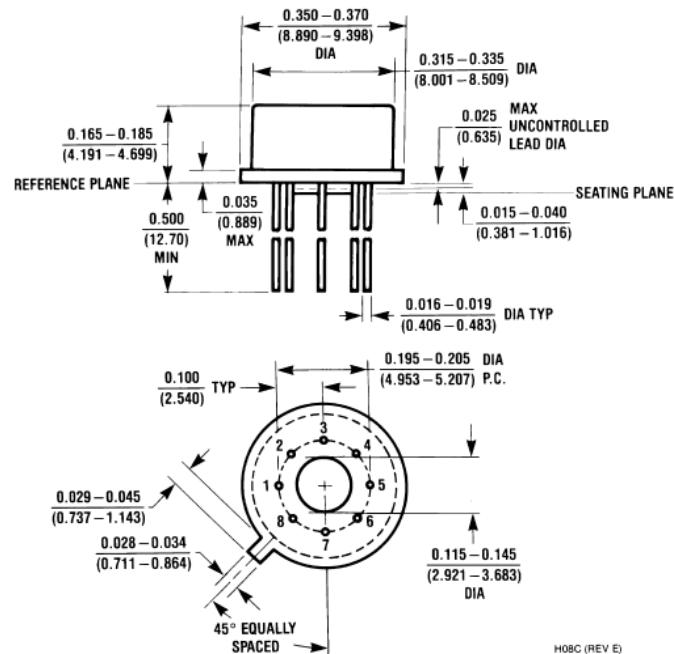
Ceramic Flatpak



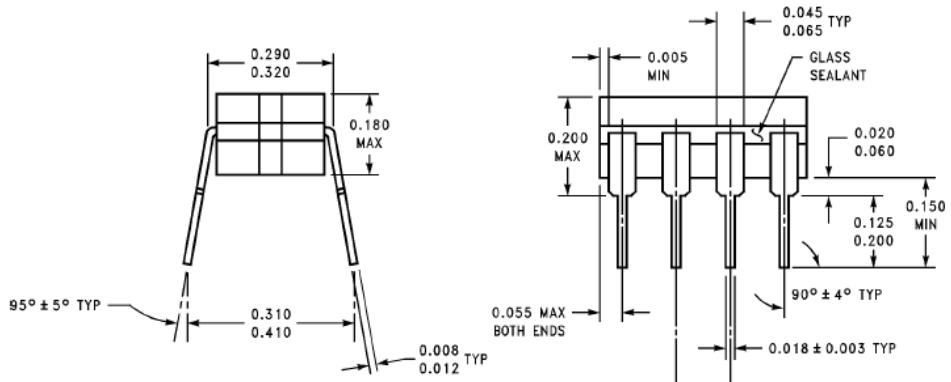
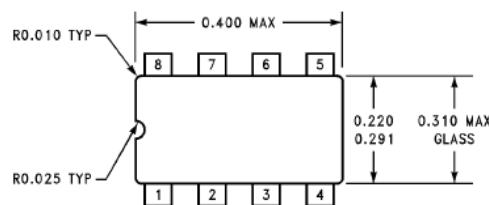
DS009341-6

Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted

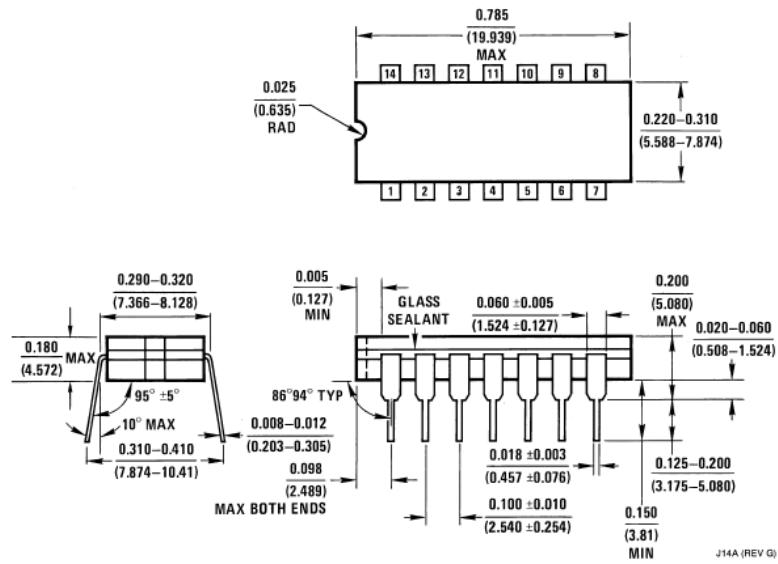


Metal Can Package (H)
Order Number LM741H, LM741H/883, LM741AH/883, LM741CH or LM741EH
NS Package Number H08C

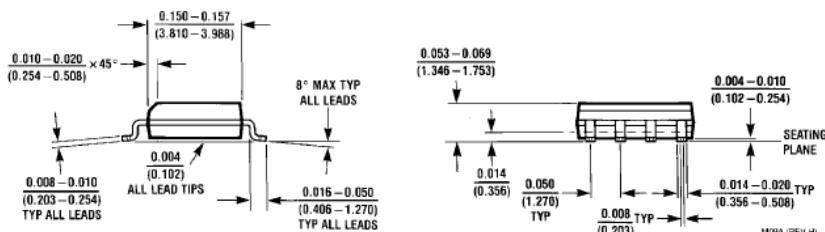
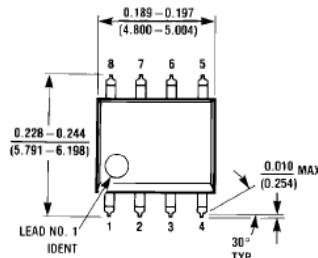


Ceramic Dual-In-Line Package (J)
Order Number LM741CJ or LM741J/883
NS Package Number J08A

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)

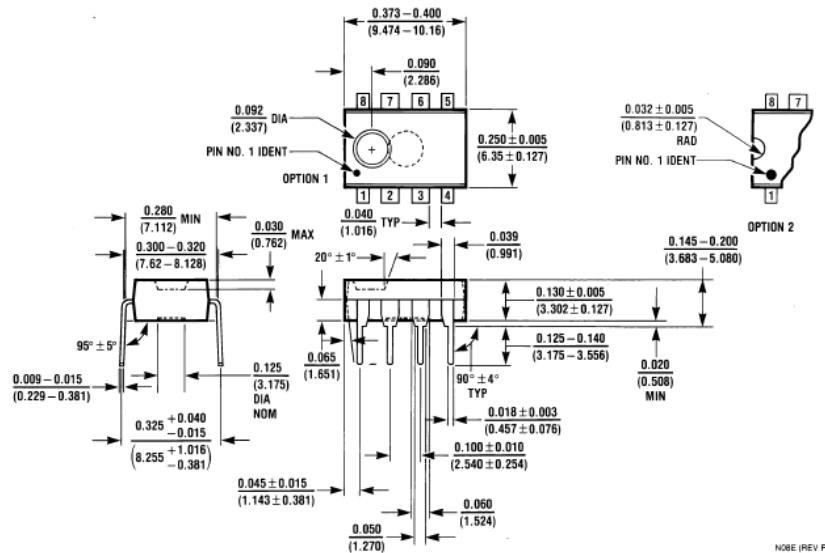


Ceramic Dual-In-Line Package (J)
Order Number LM741J-14/883 or LM741AJ-14/883
NS Package Number J14A



Small Outline Package (M)
Order Number LM741CM
NS Package Number M08A

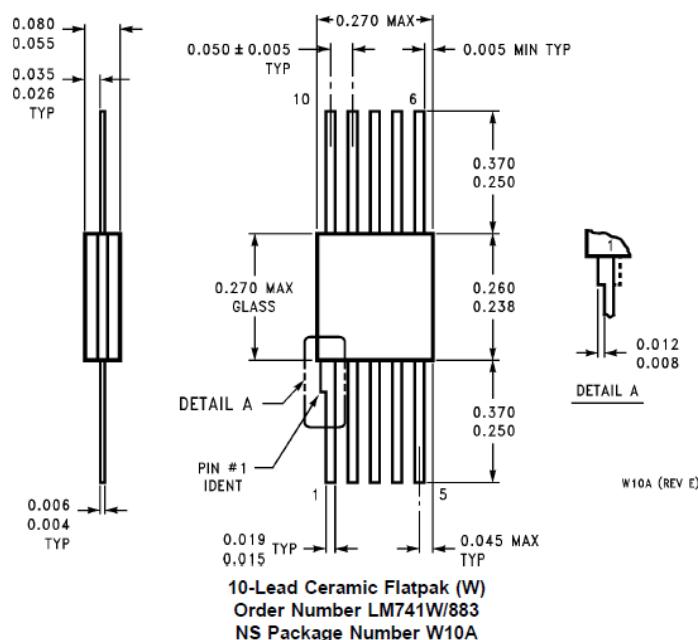
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM741CN or LM741EN
NS Package Number N08E

LM741 Operational Amplifier

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor
Corporation
Americas
Tel: 1-800-272-9959
Fax: 1-800-737-7018
Email: support@nsc.com
www.national.com

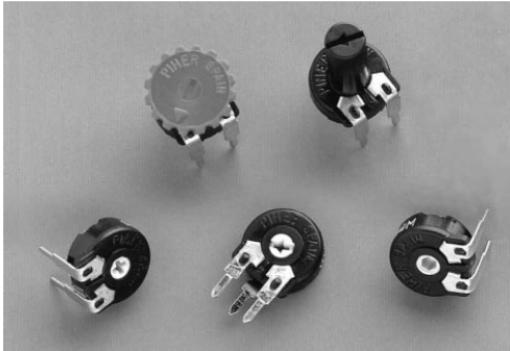
National Semiconductor
Europe
Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85
English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32
Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58
Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: sea.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Ltd.
Tel: 81-3-5639-7560
Fax: 81-3-5639-7507

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

5.4.3 Potencímetro de Carbono PIHER



MECHANICAL SPECIFICATIONS

- Mechanical rotation angle: $235^\circ \pm 5^\circ$
 - Electrical rotation angle: $220^\circ \pm 20^\circ$
 - Torque: 0.4 to 2 Ncm.
(0.6 to 2.7 in-oz)
 - Stop torque: > 5 Ncm. (> 7 in-oz)

PT-10

FEATURES

- Carbon resistive element
 - Dust proof enclosure
 - Polyester substrate
 - Also upon request:
 - Wiper positioned at 50% or fully clockwise.
 - Supplied in magazines for automatic insertion.
 - Long life model for low cost control potentiometer applications
 - Self extinguishable plastic UL 94V-0
 - Cut track option
 - Special tapers
 - Mechanical detents
 - Low & extra low torque versions

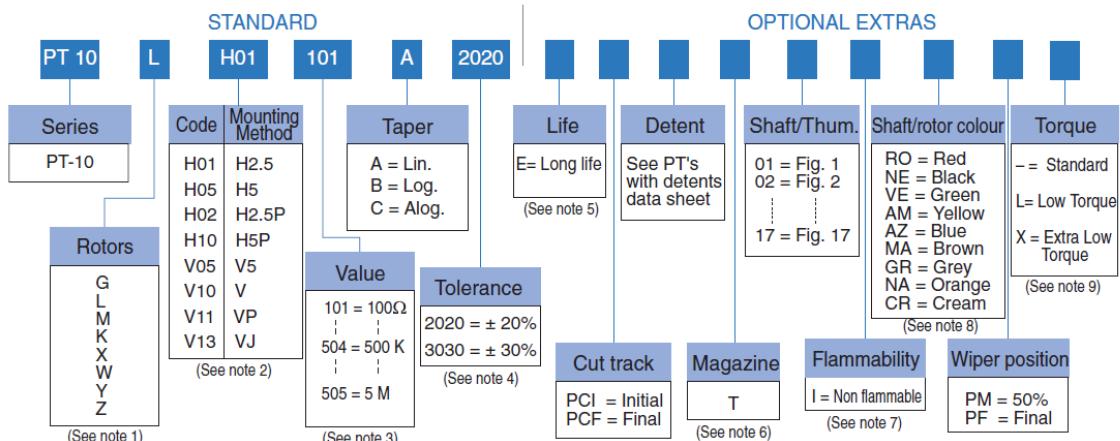
ELECTRICAL SPECIFICATIONS

- Range of values (*)
 - $100\Omega \leq R_n \leq 5\text{ M}$ (Decad. 1.0 - 2.0 - 2.2 - 2.5 - 4.7 - 5.0)
 - Tolerance (*): $100\Omega \leq R_n \leq 1\text{ M}\Omega$ $\pm 20\%$
 $1\text{ M}\Omega < R_n \leq 5\text{ M}\Omega$ $\pm 30\%$
 - Max. Voltage: 200 VDC (lin) 100 VDC (no lin)
 - Nominal Power 50°C (122°F) (see power rating curve)
 0.15 W (lin) 0.07 W (no lin)
 - Taper (*) (Log. & Alog. only $R_n > 1\text{ K}$) Lin ; Log; Alog.
 - Residual resistance: $\leq 5 \cdot 10^{-3} R_n$ (2Ω min.)
 - Equivalent Noise Resistance: $\leq 3\% R_n$ (3Ω min.)
 - Operating temperature**: -25°C +70°C (-13°F +158°F)

(*) Others upon request

**** Up to 85°C depending on application**

HOW TO ORDER



NOTES:

- (1) "Z" adjustment only available on "H" versions

(2) Terminals styles: "P" & "J" are crimped terminals

(3) Value Example: Code: 100 Ω

(4) Non standard tolerance, upon request. Example: +7% Code: 07

(5) Life • Standard 500 cycles -5% 05 negative tolerance
• Long life 10000 cycles positive tolerance

(6) Magazines: not available with the H10, V05 and V13 models, nor with adjustment types X, W, Y, Z.

(7) Non flammable: housing, rotor and shaft.

(8) Colour shaft/rotor: • Potentiometer without shaft: only rotor • Potentiometer with shaft: only shaft
Cream colour only available in standard plastic.

(9) Low Torque: 0.25 to 1 Ncm (per pot.)
Extra Low Torque: 0.1 to 0.4 Ncm (per pot.)
No detent option available for low and extra low torque models

NOTE: The information contained here in may be changed without prior notice.

ISO 14001
Certificate N° 65663

HOW TO ORDER CUSTOM DRAWING

PT-10 LH 01 + DRAWING NUMBER (Max. 16 characters)

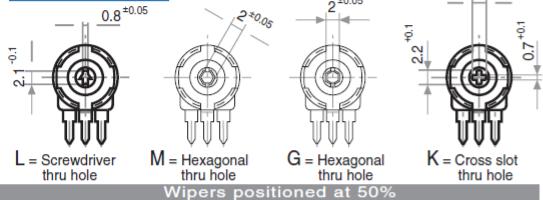
This way of ordering should be used for options which are not included in the "How to order" standard and optional extras.

STANDARD OPTIONS

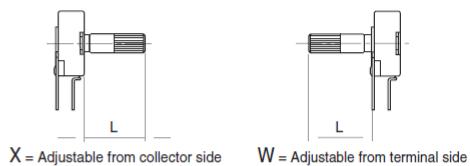
Mechanical Life	500 cycles
Cut track	No
Detents	None
Packing	Bulk
Non flammable	No
Rotor colour	White
Shaft colour	Natural
Wiper position	Initial
Torque	Standard

ROTORS

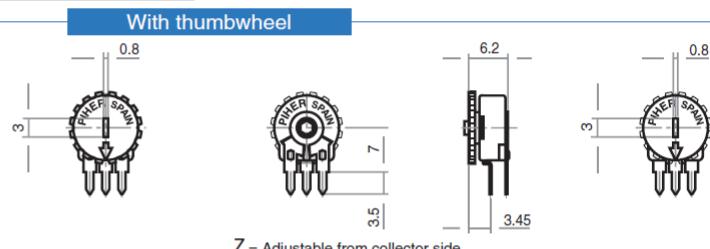
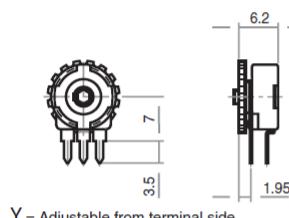
Without shaft



With shaft

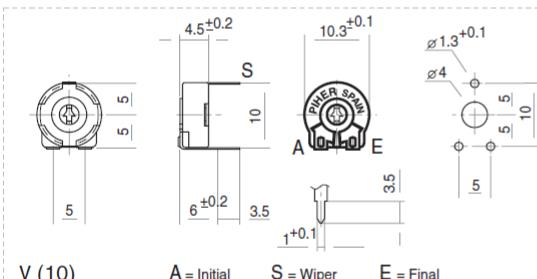


With thumbwheel

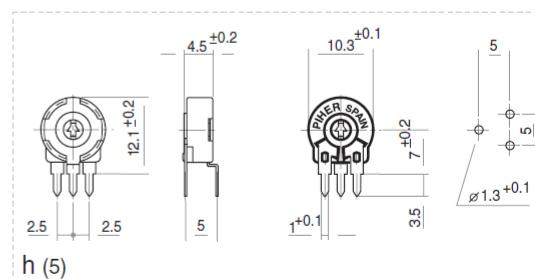
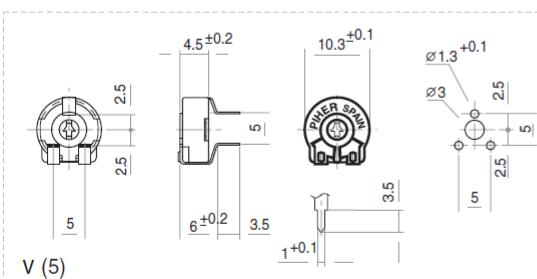
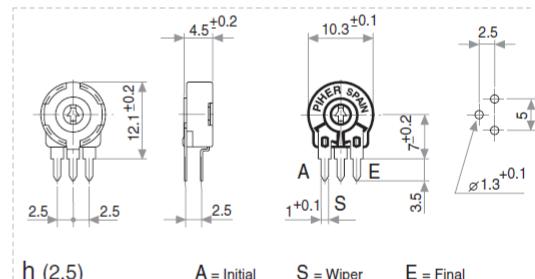


MOUNTING METHODS

V = horizontal mount – vertical adjust

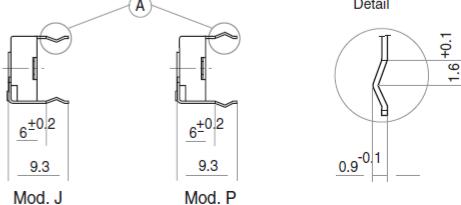


h = vertical mount – horizontal adjust

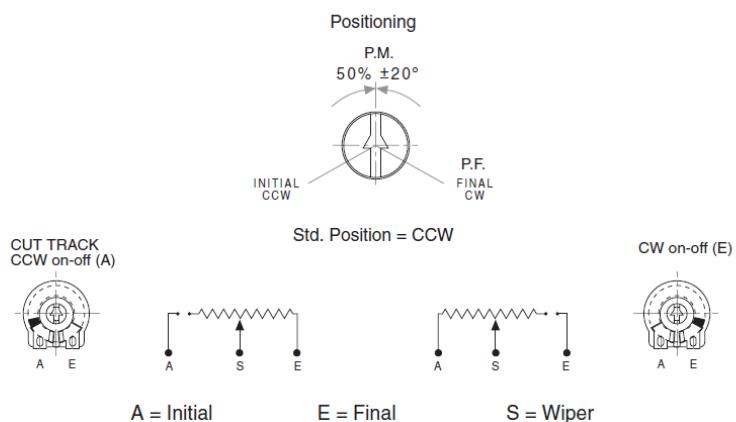


NOTE = Please note relative terminal positions
when ordering non linear tapers.

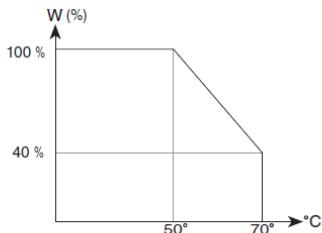
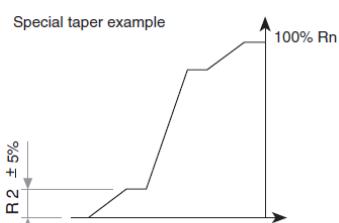
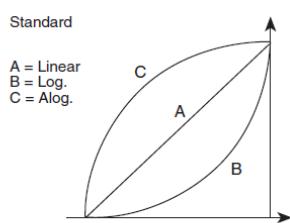
Crimped terminals



OPTIONS



TAPERS



NOTE = Please note relative terminal positions when ordering non linear tapers.

TESTS

TYPICAL VARIATIONS

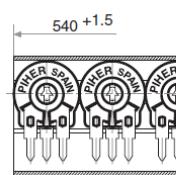
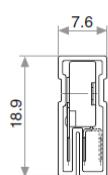
ELECTRICAL LIFE	1.000 h. @ 50°C; 0.15 W	±5 %
MECHANICAL LIFE (CYCLES)	500 @ 10 CPM ... 15 CPM	±3 % ($R_n < 1 \text{ M}\Omega$)
TEMPERATURE COEFFICIENT	-25°C; +70°C	±300 ppm ($R_n < 100 \text{ K}$)
THERMAL CYCLING	16 h. @ 85°C; 2h. @ -25°C	±2.5 %
DAMP HEAT	500 h. @ 40°C @ 95% HR	±5 %
VIBRATION	2 h. @ 20 g. @ 10 Hz ... 50 Hz.	±2 %

NOTE: Out of range values may not comply these results.

PACKAGING

BOXES

Model	Units
Without shaft	500 (40 x 85 x 185 mm.)
With thumbwheel	400 (40 x 85 x 185 mm.)
With shaft	200 (40 x 85 x 185 mm.)

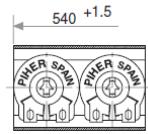
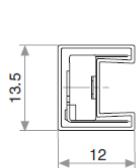


Magazines for PT-10 h 2.5; h 5

Also crimped term. h 2.5 P

AUTOMATIC INSERTION

Magazines	Units per magazine
PT-10H & PT-10V	50 Pieces



Magazines for PT-10 V

Also crimped term. VP

SHAFTS

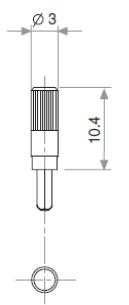


Fig. 1 / Ref. 5016

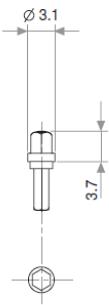


Fig. 2 / Ref. 5053

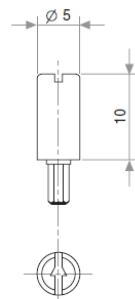


Fig. 3 / Ref. 5012

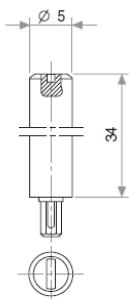


Fig. 4 / Ref. 6053

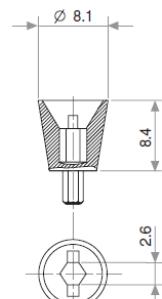


Fig. 6 / Ref. 5035

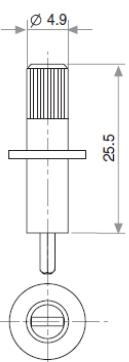


Fig. 7 / Ref. 5115

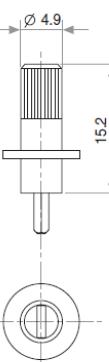


Fig. 8 / Ref. 5116

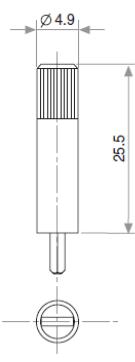


Fig. 9 / Ref. 5119

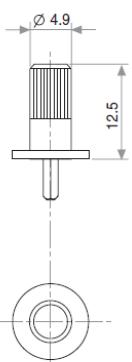


Fig. 10 / Ref. 5120

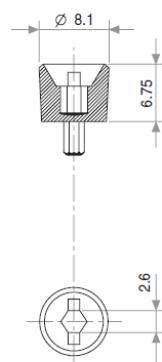


Fig. 11 / Ref. 5027

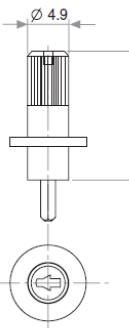


Fig. 12 / Ref. 6052

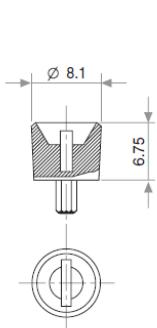


Fig. 13 / Ref. 5121

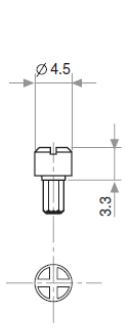


Fig. 14 / Ref. 5055

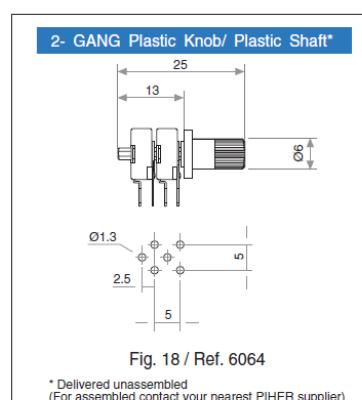


Fig. 18 / Ref. 6064

* Delivered unassembled
(For assembled contact your nearest PIHER supplier)

THUMBWHEELS

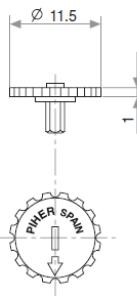


Fig. 5 / Ref. 5034

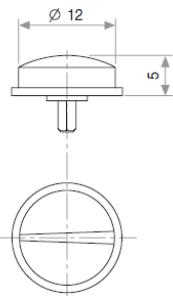


Fig. 15 / Ref. 6008

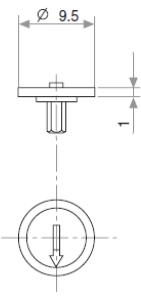


Fig. 16 / Ref. 5039

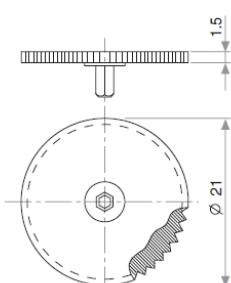


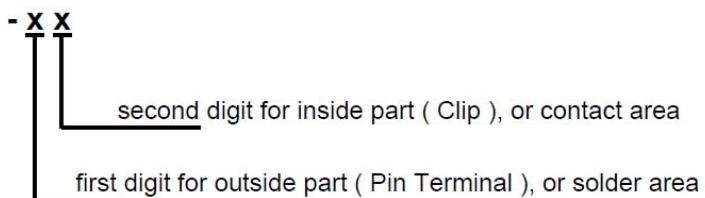
Fig. 17 / Ref. 5062

5.4.4 Terminales de Interconexión de 8 vías para Montaje en PCB



RoHS Plating Code

date: 23-03-2005



old plating code		new plating code		
0	=	9	=	tin (leadfree)
1	=	5	=	Au flash
2	=	6	=	Au 0,25µm
3	=	7	=	Au 0,40µm
4	=	8	=	Au 0,75µm

Example RoHS compliant IC socket products:

- Old: - 00 **NEW: - 99** = sleeve tin (leadfree) / clip tin (leadfree) all over
- Old: - 01 **NEW: - 95** = sleeve tin (leadfree) / clip Au goldflash
- Old: - 02 **NEW: - 96** = sleeve tin (leadfree) / clip Au 0,25µm
- Old: - 13 **NEW: - 57** = sleeve Au goldflash / clip Au 0,40µm
- Old: - 22 **NEW: - 66** = sleeve Au 0,25µm (>5µ") / clip Au 0,25µm

5.4.5 Compartimiento para Batería de 9V 1xPP3 para Montaje en PCB

B **Battery Holders**

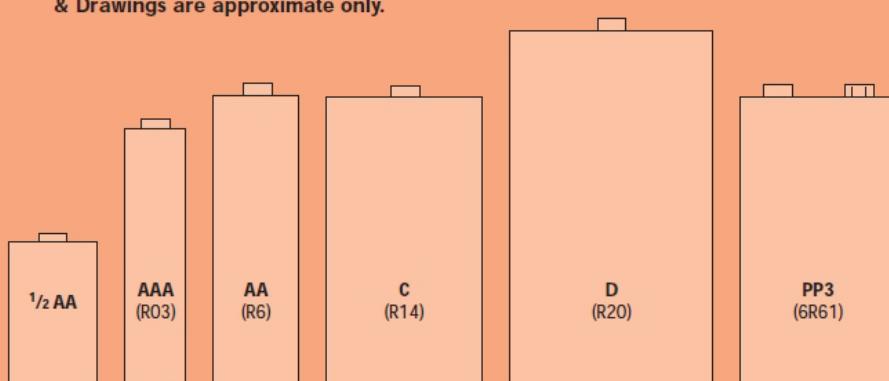
BATTERY HOLDERS

Introduction BS397, IEC 86-1 Maximum Battery Size

Max. Battery size	To Fit Holders	Mounting
½ AA Ø14.9 x 25.1	BX0031	PCB/Base
AAA (R03) Ø10.5 x 44.5	BX0034	PCB/Base
AA (R6) Ø14.5 x 50.5	BX0035	PCB/Base
	BX0011/1, BX0012/1, BX0013/1, BX0027	Panel
C (R14) Ø26.2 x 50	BX0036	PCB/Base
	BX0001/1, BX0002/1 BX0003/1	Panel
D (R20) Ø34.2 x 61.5	BX0037	PCB/Base
	BX0016, BX0017, BX0018	Panel
PP3 (6R61) W26.5 x D17.5 x H48.5	BX0033	PCB/Base
	BX0023, BX0026	Panel


Cert. No. Date: 08/03

Note: As batteries from different manufacturers may vary slightly in size, Dimensions & Drawings are approximate only.

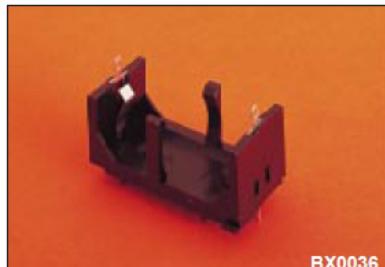


All Bulgin Battery Holders have polarity clearly marked

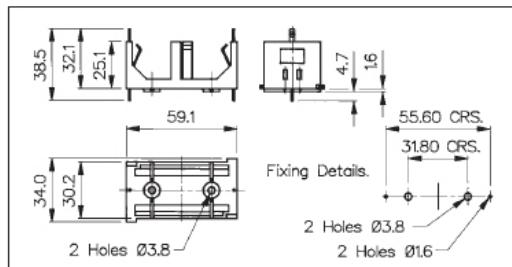


PCB and Base Mounting

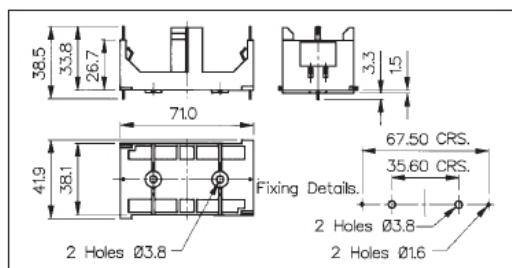
BATTERY HOLDERS



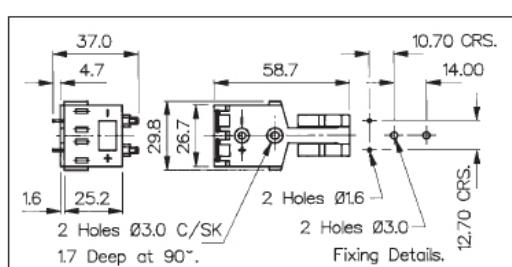
BX0036



BX0037



BX0033



Data	List No.	BX0036	BX0037	BX0033
Battery/Cell Type:	C (R14)	D (R20)	PP3 (6R61)	
No. Cells:	1 cell	1 cell	1 cell	
Terminations:	Dual connections, P.C. spills & 2.8 series tabs/solder tags. (P.C. spills may be removed if required).	Dual connections, P.C. spills & 2.8 series tabs/solder tags. (P.C. spills may be removed if required).	Dual connections, P.C. spills & 2.8 series tabs/solder tags. (P.C. spills may be removed if required).	
Operating Temp. Range:	-30°C to +70°C.	-30°C to +70°C.	-30°C to +70°C.	
Mouldings:	Glass Filled Nylon.	Glass Filled Nylon.	Nylon.	
Contacts:	Nickel Silver, clean.	Nickel Silver, clean.	Nickel Silver, clean.	
Features:	Interlocking device for multiple assemblies.	Interlocking device for multiple assemblies.		

5.4.6 Interruptor Miniatura 2 Posiciones de Desplazamiento Montaje PCB

Miniature Slide Switches



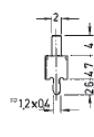
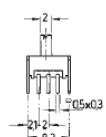
Specifications:

Contact rating:	12 V DC, 100 mA
Contact resistance:	< 20 mΩ
Insulation resistance:	> 100 MΩ at 500 V DC
Dielectric strength:	500 V, 50 Hz for the duration of 1 minute
Operating temperature:	- 20° to + 85° C
Mechanical life:	minimum 10 000 operations
Contacts:	copper alloy, silver-plated over nickel barrier
Slide colour:	black, further colours on request
Soldering conditions:	auto-soldering – max.: 5 sec, 260° C ± 5° C

Models: Switching functions

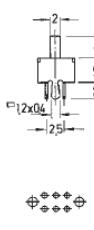
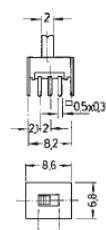
MFP 113 D
non-shorting

on on



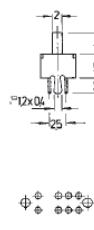
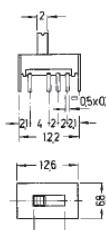
MFP 213 N
non-shorting

on on



MFP 213 P
shorting

on on on



5.4.7 Conejero Hembra tipo Jack para Montaje en PCB

88

Switchcraft**Hi-D Jax® 2- AND 3-CONDUCTOR**

SWITCHCRAFT, INC. 5555 N. Elston Ave. • Chicago, IL 60630 • 312 631-1234 • FAX: 312 792-2129

1/4" ENCLOSED PHONE JACKS (continued)

Hi-D® Jax 2- and 3-CONDUCTOR



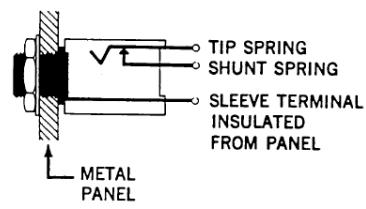
SERIES 11*



PC TERMINAL VIEW



SERIES N11*



INSULATED MOUNTING

Economical Hi-D Jax® 2- and 3-conductor enclosed phone jacks are ideal for panel/chassis and PC board mounting. Unitized molded housing protects springs, provides mechanical and electrical reliability, minimizes leakage and provides low capacity between springs. Mounts on .625 inch minimum centers in rows or arrays. .25 inch or .21 in inside diameter bushing types, metal or nylon bushings (for insulated mounting). Insulated Hi-D Jax jacks are specifically designed for in-circuit (insulated) mounting from mounting surface and have fully protected enclosed internal sleeve feature. Solder lugs or PC terminals may be selected.

MOUNTING

Jacks mount in a single .375 inch diameter hole on .625 inch minimum centers. Series 11*, N11*, NS11* and S11* mount in panels up to .156 inch thick. Series L11* and NL11* (long bushing) mount in panels up to .25 inch thick. Jacks with PC terminals mount on PC boards up to .094 inch thick. Formed "shoulders" on each terminal provide stable stand-off mount. Threaded bushing permits mechanical connection to equipment panel. Mounting hardware is supplied.

SERIES 11* - 2- and 3-conductor types, threaded metal bushing .276 inch long. .25 inch inside diameter bushings.

SERIES L11* - Same as Series 11*, except bushing is .375 inch long for mounting in panels up to .25 inch thick.

SERIES N11* - Same as Series 11*, except bushing is molded nylon for insulated mounting.

SERIES NL11* - Same as Series N11*, except bushing is .375 inch long for insulated mounting in panels up to .25 inch thick.

SERIES S11* - Same as Series 11*, except bushing has .21 inch inside diameter. Smaller diameter protects against accidental insertion of plugs with .25 inch diameter fingers.

NS11* - (SPECIAL ORDER ONLY) - Same as Series N11*, except bushing is .21 inch inside diameter.

113BPC1M AND 114BPC1M - Versatile, 3-conductor 113BPC1M and 114BPC1M feature springs which accept a wide variety of 1/4 inch plug designs. Self-aligning PC terminals allow for easier insertion into a printed circuit board. Also feature a metric thread mounting.

TWO CONDUCTOR PART NUMBERS

Solder Lug Part Number	PC Terminals Part Number	Description	Jack Schematic ¹	Typical Matting Plug ²
111	111P	Open circuit	I	250
N111	N111P	Insulated bushing	I	250
NL111	-	.375" long insulated bushing	I	250
112A	112APC	Single closed circuit	III	250
L112A	OL112APC	.375" long bushing	III	250
N112A	N112APC	Insulated bushing	III	250
NL112A	-	.375" long insulated bushing	III	250
113	113P	Isolated "make" circuit	V	250
N113	-	Insulated bushing	V	250
0113D	0113DPC	Transfer circuit (1-C)	VI ³	250
113E	113EPC	Isolated "break" circuit	IX	250

THREE CONDUCTOR PART NUMBERS

112B	112BPC	Double open circuit	IV	267
L112B	-	.375" long bushing	IV	267
N112B	N112BPC	Insulated bushing	IV	267
NL112B	-	.375" long bushing	IV	267
-	S112BPC	.210" inside diameter bushing	IV	S-267
113B	113BPC	Single closed circuit	VII	267
-	113BPC1M	Single closed circuit	VII	-
L113B	-	.375" long bushing	VII	267
N113B	N113BPC	Insulated bushing	VII	267
NL113B	-	.375" long bushing	VII	267
113F	113FPC	Ring circuit closed	XXVIII	267
114B	114BPC	Double closed circuit	XII	267
	114BPC1M	Double closed circuit	XII	-
L114B	OL114BPC	.375" long bushing	XII	267
N114B	N114BPC	Insulated bushing	XII	267
NL114B	NL114BPC	.375" long bushing	XII	267

¹ Other circuits available; contact factory. Schematics pages 63 and 64.

² See plug section for other options.

³ Two tip springs.

⁴ Special order only. Contact Switchcraft.

SPECIFYING NOTE: Unless otherwise shown in "Description", jacks have .276 inch long threaded bushings with .25 inch inside diameter.

DIMENSIONS ARE FOR REFERENCE ONLY Inch
(mm)

NOTE: Contact your Switchcraft Representative for price and delivery.

5.4.8 Interruptor Táctil para Montaje en PCB

SERIES TL1105 SWITCHES

TACT SWITCHES - 6mm x 6mm

FEATURES & BENEFITS

- Reliable dome contact technology
- Strong tactile/audible feedback
- Multiple operating force options

APPLICATIONS/MARKETS

- Telecommunications
- Consumer Electronics
- Audio/visual
- Medical
- Testing/instrumentation
- Computer/servers/peripherals

SPECIFICATIONS

Contact Rating:	50mA @ 12 VDC (50mA @ 50VDC-gold)
Life Expectancy:	100,000 cycles
Contact Resistance:	100mΩ max., typical @ 2-4 VDC 100mA for both silver and gold plated contacts
Insulation Resistance:	100MΩ min.
Dielectric Strength:	250 VAC
Actuation Force:	100 ± 50 gf, 160 ± 50 gf, 250 ± 50 gf
Operating Temperature:	-20°C to 70°C
Travel:	0.25 Typ

MATERIALS

Housing:	Nylon or PBT
Actuator:	Nylon, Acetal or PBT
Cover:	Polyester
Contacts:	Gold or silver plated
Terminals:	Silver plated brass

HOW TO ORDER

SERIES	MODEL NO.	ACTUATOR ("L" Dimension)	OPERATING FORCE	CONTACT MTL/TERMINATION	CAP (Where Avail.)	CAP COLOR
TL TLE = Earth Ground LL = Long Life	1105	(None) = 4.3mm A = 5.0mm B = 9.5mm C = 8.0mm D = 13.0mm E = 7.3mm F = 7.0mm G = 9.7mm H = 12.5mm K = 13.5mm (Not available for LL Series) L = 17.0mm P = 8.5mm Y = 16.3mm T = 2.4mm <input checked="" type="checkbox"/> SP = 2.8mm <input type="checkbox"/>	F100 F160 F250	Q = Silver R = Gold	See Cap Options Caps available for SP option only.	

Example Ordering Number
TL-1105-SP-F160-Q-1R RED

– Square Snap-on Actuator Head
"L" Dimension is 7.5mm

Note: Contact E-Switch for additional Operating Force Options.

TL LL = Long Life	1105 (Rt. Angle)	V = 3.85mm W = 3.15mm X = 5.85mm R = 6.15mm M = 6.85mm S = 8.35mm N = 11.85mm Q = 15.85mm J = 2.4mm <input type="checkbox"/> JA = 2.8mm <input type="checkbox"/>	F100 F160 F250	Q = Silver R = Gold	See Cap Options Caps available for JA option only.
----------------------	---------------------	---	----------------------	------------------------	---

– Square Snap-on Actuator Head
"L" Dimension is 6.35mm

Specifications subject to change without notice.

E-SWITCH®

TACT SWITCHES

TL 1105/LL 1105

TLE (EARTH TERMINAL)

TL 1105 T

Model No.	'S' Dim.
TL1105T	□ 2.4 mm
TL1105SP	□ 2.8 mm

SCHEMATIC

P.C. MOUNTING

SCHEMATIC

P.C. MOUNTING

SCHEMATIC

P.C. MOUNTING

SCHEMATIC

P.C. MOUNTING

TOGGLE SWITCHES

ROCKER SWITCHES

SLIDE SWITCHES

SNAP ACTION SWITCHES

DIP SWITCHES

KEYLOCK SWITCHES

ROTARY SWITCHES

DETECTOR SWITCHES

CAP OPTIONS

5.4.9 Regulador de Voltaje Positivo L78L00



**L78L00
SERIES**

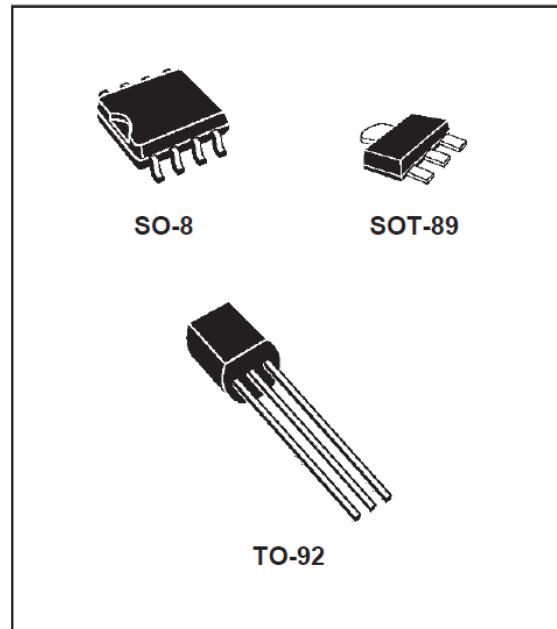
POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

- OUTPUT CURRENT UP TO 100 mA
- OUTPUT VOLTAGES OF 3.3; 5; 6; 8; 9; 12; 15; 18; 24V
- THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- NO EXTERNAL COMPONENTS ARE REQUIRED
- AVAILABLE IN EITHER $\pm 5\%$ (AC) OR $\pm 10\%$ (C) SELECTION

DESCRIPTION

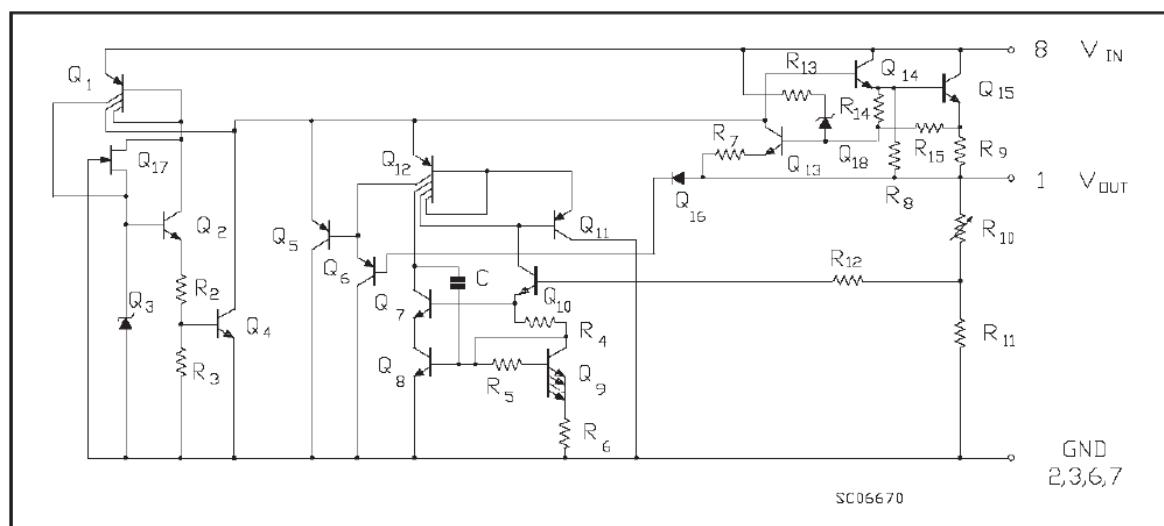
The L78L00 series of three-terminal positive regulators employ internal current limiting and thermal shutdown, making them essentially indestructible. If adequate heatsink is provided, they can deliver up to 100 mA output current. They are intended as fixed voltage regulators in a wide range of applications including local or on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. In addition, they can be used with power pass elements to make high-current voltage regulators.

The L78L00 series used as Zener diode/resistor combination replacement, offers an effective



output impedance improvement of typically two orders of magnitude, along with lower quiescent current and lower noise.

BLOCK DIAGRAM



L78L00**ABSOLUTE MAXIMUM RATING**

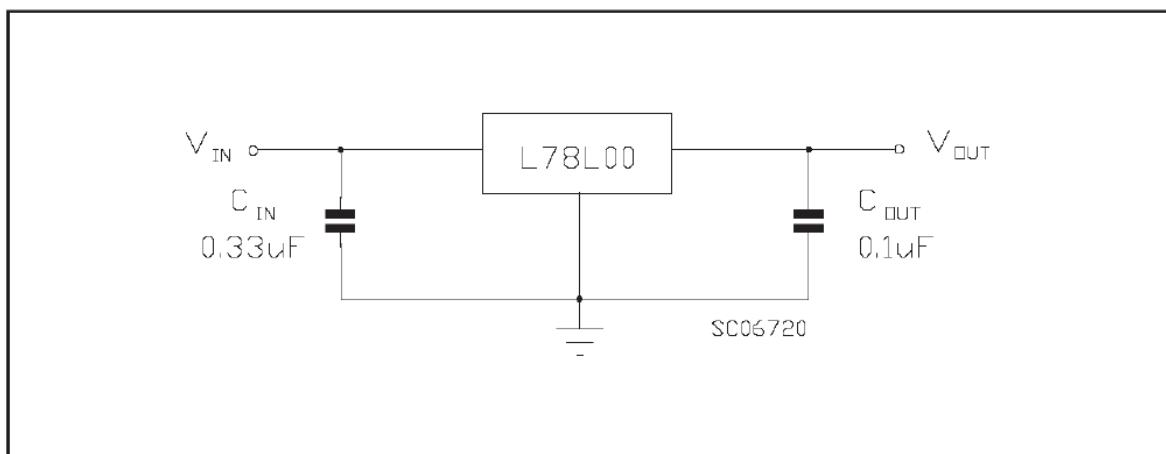
Symbol	Parameter	Value	Unit
V_i	DC Input Voltage	$V_o = 3.3\text{ V to }9\text{ V}$	30
		$V_o = 12\text{ V to }15\text{ V}$	35
		$V_o = 18\text{ V to }24\text{ V}$	40
I_o	Output Current	100	mA
P_{tot}	Power Dissipation	Internally limited (*)	
T_{stg}	Storage Temperature Range	- 40 to 150	°C
T_{op}	Operating Junction Temperature Range For L78L00C, L78L00AC For L78L00AB	0 to 125 - 40 to 125	°C °C

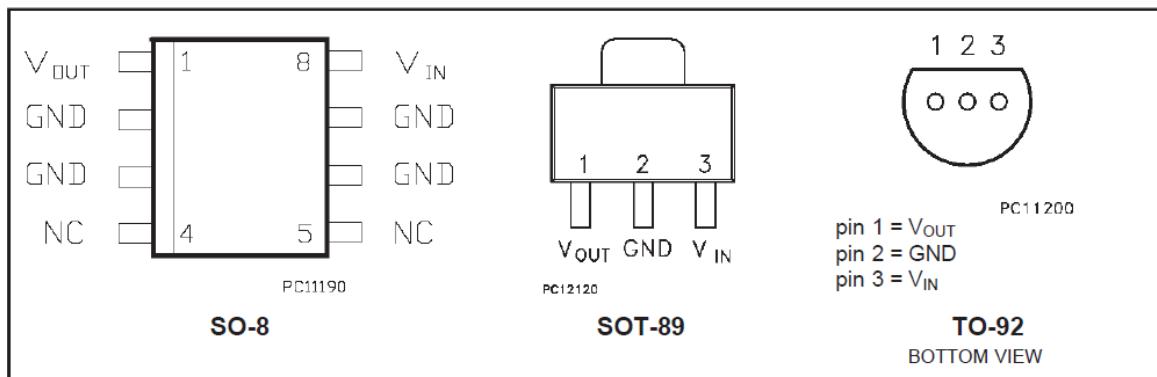
(*) Our SO-8 package used for Voltage Regulators is modified internally to have pins 2, 3, 6 and 7 electrically commoned to the die attach flag. This particular frame decreases the total thermal resistance of the package and increases its ability to dissipate power when an appropriate area of copper on the printed circuit board is available for heatsinking. The external dimensions are the same as for the standard SO-8

THERMAL DATA

Symbol	Parameter	SO-8	TO-92	SOT-89	Unit
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max 20		15	°C/W
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max 55 (*)	200		°C/W

(*) Considering 6cm² of copper Board heat-sink

TEST CIRCUITS

L78L00**CONNECTION DIAGRAM AND ORDERING NUMBERS (top view)****ORDERING NUMBERS**

Type	SO-8	TO-92	SOT-89	Output Voltage
L78L33AC	L78L33ACD	L78L33ACZ	L78L33ACU	3.3 V
L78L33AB	L78L33ABD	L78L33ABZ	L78L33ABU	3.3 V
L78L05C	L78L05CD	L78L05CZ		5 V
L78L05AC	L78L05ACD	L78L05ACZ	L78L05ACU	5 V
L78L05AB	L78L05ABD	L78L05ABZ	L78L05ABU	5 V
L78L06C	L78L06CD	L78L06CZ		6 V
L78L06AC	L78L06ACD	L78L06ACZ	L78L06ACU	6 V
L78L06AB	L78L06ABD	L78L06ABZ	L78L06ABU	6 V
L78L08C	L78L08CD	L78L08CZ		8 V
L78L08AC	L78L08ACD	L78L08ACZ	L78L08ACU	8 V
L78L08AB	L78L08ABD	L78L08ABZ	L78L08ABU	8 V
L78L09C	L78L09CD	L78L09CZ		9 V
L78L09AC	L78L09ACD	L78L09ACZ	L78L09ACU	9 V
L78L09AB	L78L09ABD	L78L09ABZ	L78L09ABU	9 V
L78L12C	L78L12CD	L78L12CZ		12 V
L78L12AC	L78L12ACD	L78L12ACZ	L78L12ACU	12 V
L78L12AB	L78L12ABD	L78L12ABZ	L78L12ABU	12 V
L78L15C	L78L15CD	L78L15CZ		15 V
L78L15AC	L78L15ACD	L78L15ACZ	L78L15ACU	15 V
L78L15AB	L78L15ABD	L78L15ABZ	L78L15ABU	15 V
L78L18C	L78L18CD	L78L18CZ		18 V
L78L18AC	L78L18ACD	L78L18ACZ	L78L18ACU	18 V
L78L18AB	L78L18ABD	L78L18ABZ	L78L18ABU	18 V
L78L24C	L78L24CD	L78L24CZ		24 V
L78L24AC	L78L24ACD	L78L24ACZ	L78L24ACU	24 V
L78L24AB	L78L24ABD	L78L24ABZ	L78L24ABU	24 V

L78L00

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L78L05 (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 125°C , $V_i = 10\text{V}$, $I_o = 40\text{ mA}$, $C_i = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_o = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	4.6	5	5.4	V
V_o	Output Voltage	$I_o = 1$ to 40 mA $V_i = 7$ to 20 V $I_o = 1$ to 70 mA $V_i = 10\text{ V}$	4.5 4.5		5.5 5.5	V V
ΔV_o	Line Regulation	$V_i = 7$ to 20 V $T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $V_i = 8$ to 20 V $T_j = 25^{\circ}\text{C}$			200 150	mV mV
ΔV_o	Load Regulation	$I_o = 1$ to 100 mA $T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $I_o = 1$ to 40 mA $T_j = 25^{\circ}\text{C}$			60 30	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $T_j = 125^{\circ}\text{C}$			6 5.5	mA mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 1$ to 40 mA			0.2	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = 8$ to 20 V			1.5	mA
eN	Output Noise Voltage	$B = 10\text{Hz}$ to 100KHz $T_j = 25^{\circ}\text{C}$		40		μV
SVR	Supply Voltage Rejection	$I_o = 40\text{ mA}$ $f = 120\text{ Hz}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $V_i = 8$ to 18 V	40	49		dB
V_d	Dropout Voltage			1.7		V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L78L06 (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 125°C , $V_i = 12\text{V}$, $I_o = 40\text{ mA}$, $C_i = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_o = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	5.52	6	6.48	V
V_o	Output Voltage	$I_o = 1$ to 40 mA $V_i = 8.5$ to 20 V $I_o = 1$ to 70 mA $V_i = 12\text{ V}$	5.4 5.4		6.6 6.6	V V
ΔV_o	Line Regulation	$V_i = 8.5$ to 20 V $T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $V_i = 9$ to 20 V $T_j = 25^{\circ}\text{C}$			200 150	mV mV
ΔV_o	Load Regulation	$I_o = 1$ to 100 mA $T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $I_o = 1$ to 40 mA $T_j = 25^{\circ}\text{C}$			60 30	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $T_j = 125^{\circ}\text{C}$			6 5.5	mA mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 1$ to 40 mA			0.2	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = 8$ to 20 V			1.5	mA
eN	Output Noise Voltage	$B = 10\text{Hz}$ to 100KHz $T_j = 25^{\circ}\text{C}$		50		μV
SVR	Supply Voltage Rejection	$I_o = 40\text{ mA}$ $f = 120\text{ Hz}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $V_i = 9$ to 20 V	38	46		dB
V_d	Dropout Voltage			1.7		V

L78L00**ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L78L33AB AND L78L33AC**

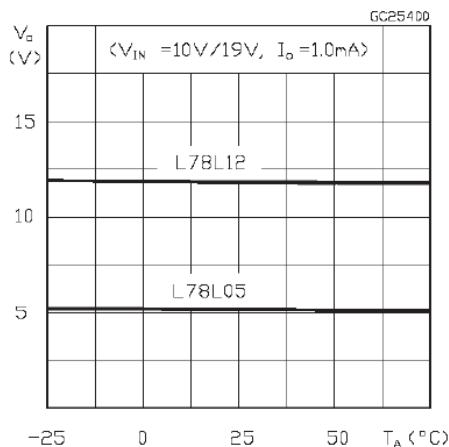
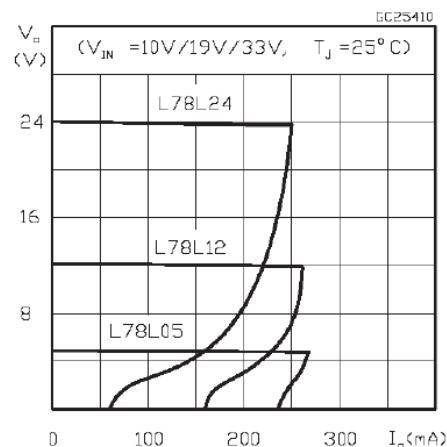
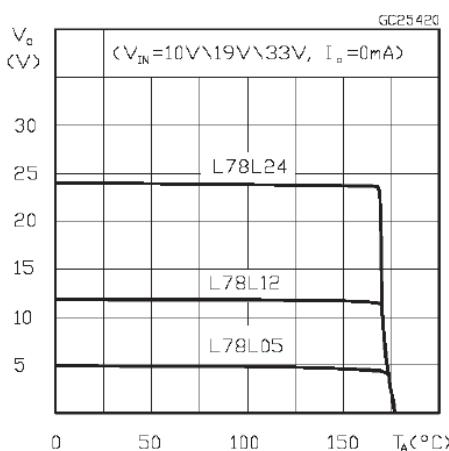
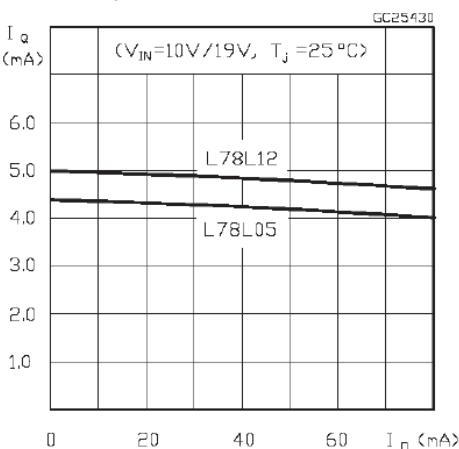
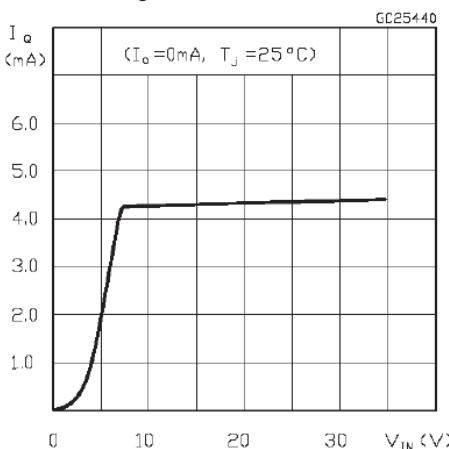
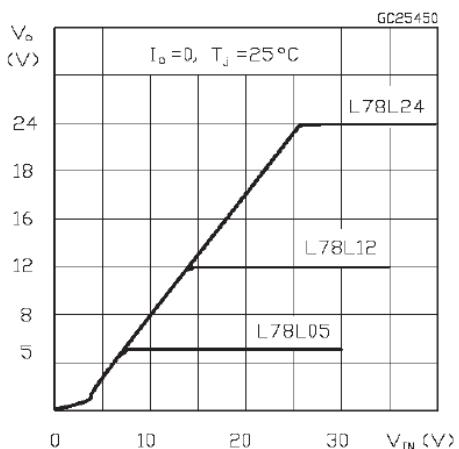
(refer to the test circuits, $V_i = 8.3V$, $I_o = 40 \text{ mA}$, $C_i = 0.33 \mu\text{F}$, $C_o = 0.1 \mu\text{F}$, $T_j = 0 \text{ to } 125^\circ\text{C}$ for L78L33AC, $T_j = -40 \text{ to } 125^\circ\text{C}$ for L78L33AB, unless otherwise specified)

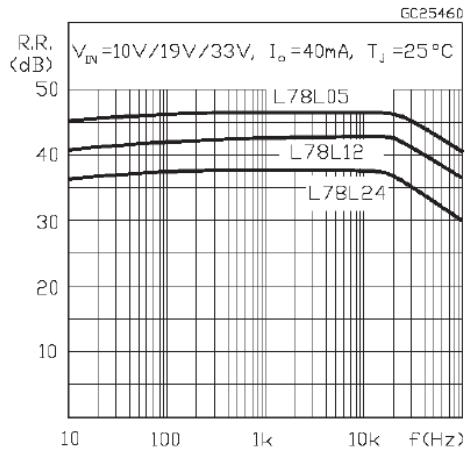
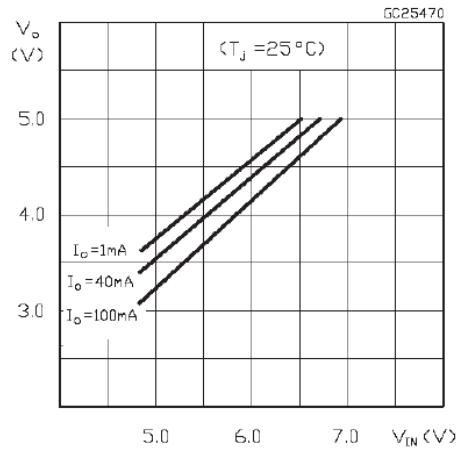
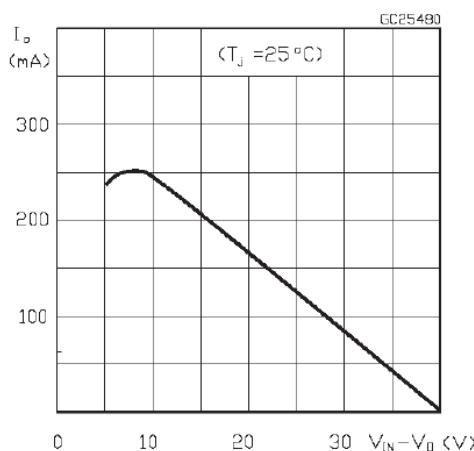
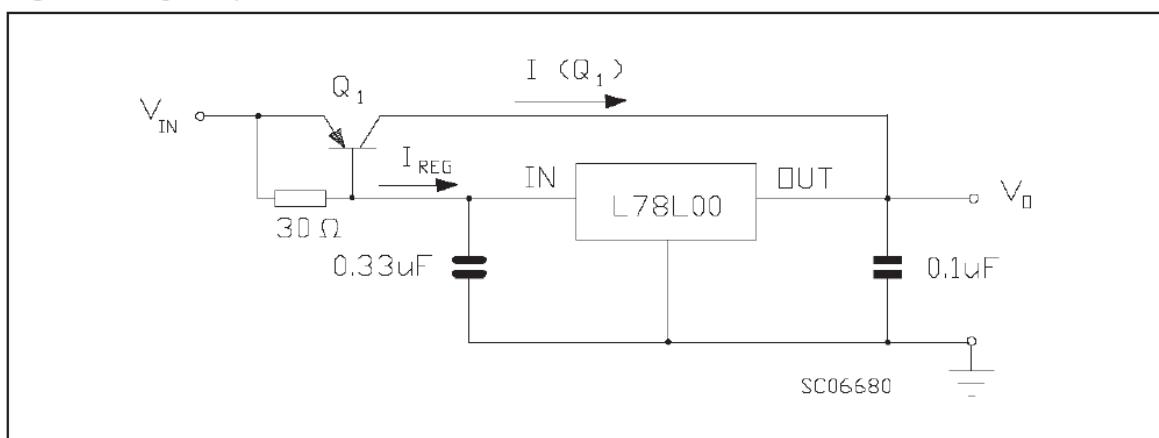
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$	3.168	3.3	3.432	V
V_o	Output Voltage	$I_o = 1 \text{ to } 40 \text{ mA} \quad V_i = 5.3 \text{ to } 20 \text{ V}$ $I_o = 1 \text{ to } 70 \text{ mA} \quad V_i = 8.3 \text{ V}$	3.135 3.135		3.465 3.465	V V
ΔV_o	Line Regulation	$V_i = 5.3 \text{ to } 20 \text{ V} \quad T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_i = 6.3 \text{ to } 20 \text{ V} \quad T_j = 25^\circ\text{C}$			150 100	mV mV
ΔV_o	Load Regulation	$I_o = 1 \text{ to } 100 \text{ mA} \quad T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_o = 1 \text{ to } 40 \text{ mA} \quad T_j = 25^\circ\text{C}$			60 30	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$			6 5.5	mA mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 1 \text{ to } 40 \text{ mA}$			0.1	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = 6.3 \text{ to } 20 \text{ V}$			1.5	mA
eN	Output Noise Voltage	$B = 10\text{Hz to } 100\text{KHz} \quad T_j = 25^\circ\text{C}$		40		μV
SVR	Supply Voltage Rejection	$I_o = 40 \text{ mA} \quad f = 120 \text{ Hz} \quad T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_i = 6.3 \text{ to } 16.3 \text{ V}$	41	49		dB
V_d	Dropout Voltage			1.7		V

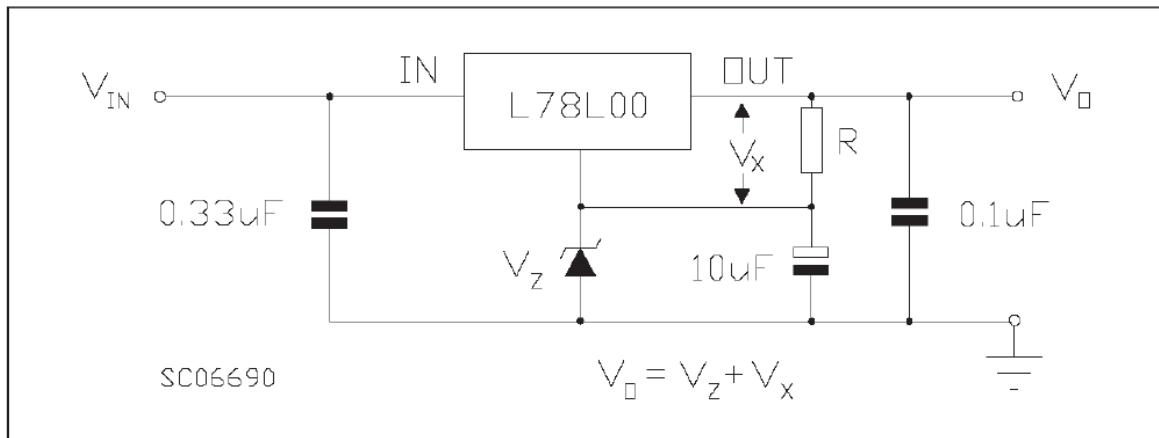
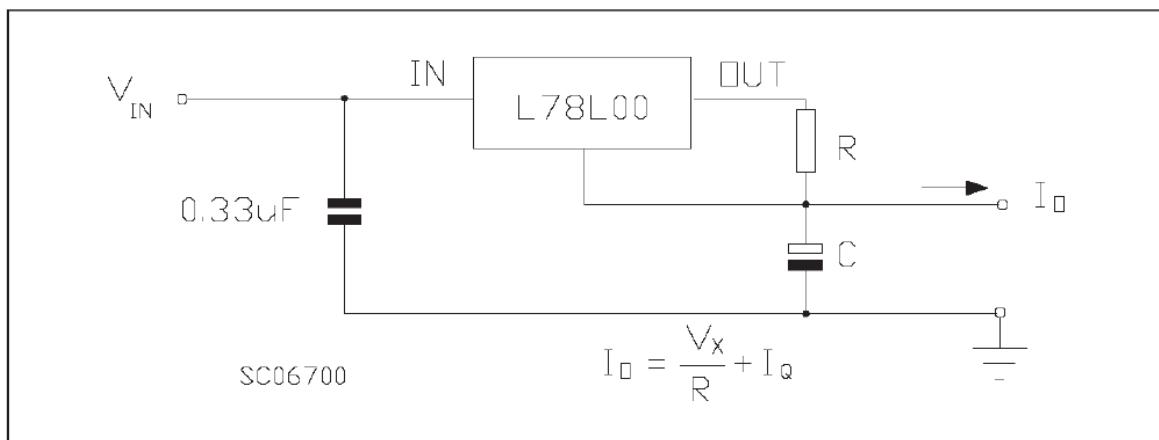
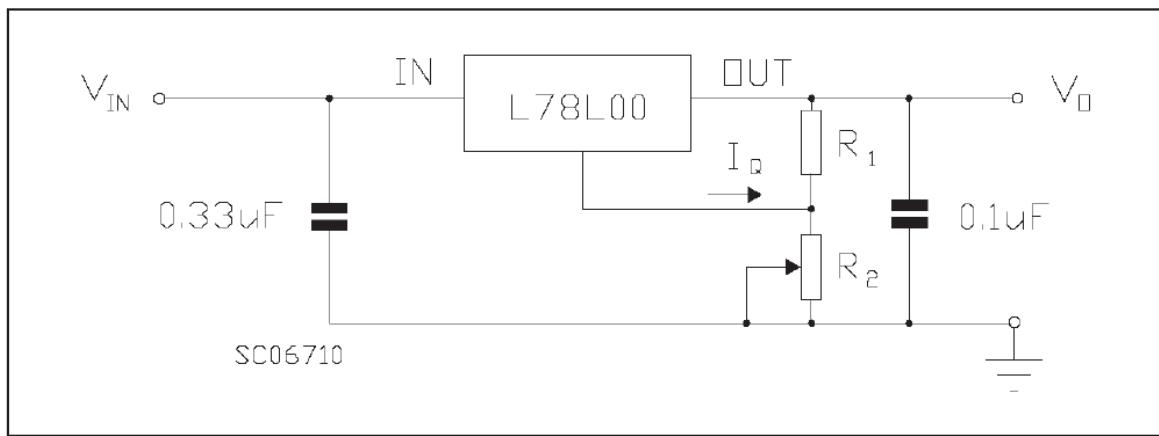
ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L78L05AB AND L78L05AC

(refer to the test circuits, $V_i = 10V$, $I_o = 40 \text{ mA}$, $C_i = 0.33 \mu\text{F}$, $C_o = 0.1 \mu\text{F}$, $T_j = 0 \text{ to } 125^\circ\text{C}$ for L78L05AC, $T_j = -40 \text{ to } 125^\circ\text{C}$ for L78L05AB, unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$	4.8	5	5.2	V
V_o	Output Voltage	$I_o = 1 \text{ to } 40 \text{ mA} \quad V_i = 7 \text{ to } 20 \text{ V}$ $I_o = 1 \text{ to } 70 \text{ mA} \quad V_i = 10 \text{ V}$	4.75 4.75		5.25 5.25	V V
ΔV_o	Line Regulation	$V_i = 7 \text{ to } 20 \text{ V} \quad T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_i = 8 \text{ to } 20 \text{ V} \quad T_j = 25^\circ\text{C}$			150 100	mV mV
ΔV_o	Load Regulation	$I_o = 1 \text{ to } 100 \text{ mA} \quad T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_o = 1 \text{ to } 40 \text{ mA} \quad T_j = 25^\circ\text{C}$			60 30	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$			6 5.5	mA mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 1 \text{ to } 40 \text{ mA}$			0.1	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = 8 \text{ to } 20 \text{ V}$			1.5	mA
eN	Output Noise Voltage	$B = 10\text{Hz to } 100\text{KHz} \quad T_j = 25^\circ\text{C}$		40		μV
SVR	Supply Voltage Rejection	$I_o = 40 \text{ mA} \quad f = 120 \text{ Hz} \quad T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_i = 8 \text{ to } 18 \text{ V}$	41	49		dB
V_d	Dropout Voltage			1.7		V

L78L00**Figure 1:** L78L05/12 Output Voltage vs Ambient Temperature**Figure 2 :** L78L05/12/24 Load Characteristics.**Figure 3 :** L78L05/12/24 Thermal Shutdown.**Figure 4 :** L78L05/12 Quiescent Current vs Output Current**Figure 5 :** L78L05 Quiescent Current vs Input Voltage.**Figure 6 :** L78L05/12/24 Output Characteristics.

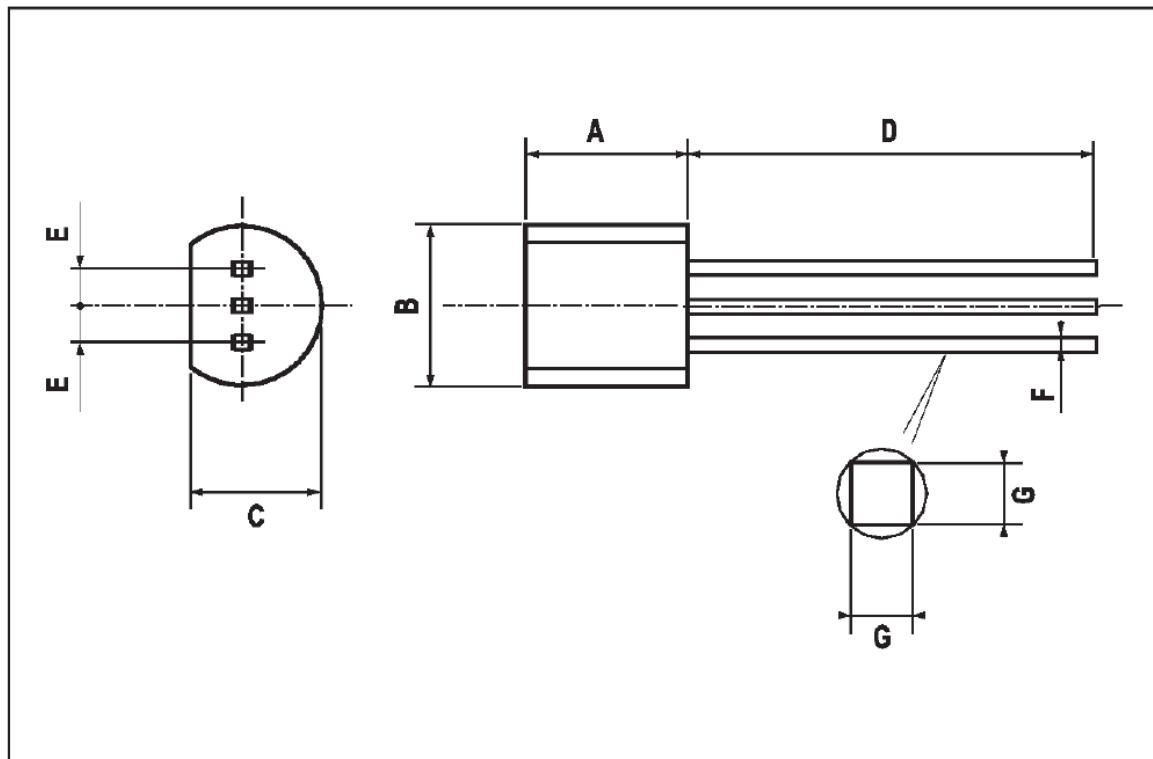
L78L00**Figure 7 : L78L05/12/24 Ripple Rejection.****Figure 8 : L78L05 Dropout Characteristics.****Figure 9 : L78L00 Series Short Circuit Output Current.****TYPICAL APPLICATIONS:****Figure 10: High Output Current Short Circuit Protected**

L78L00**Figure 11 : Output Boost Circuit.****Figure 12 : Current Regulator.****Figure 13: Adjustable Output Regulator**

L78L00

TO-92 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.58		5.33	0.180		0.210
B	4.45		5.2	0.175		0.204
C	3.2		4.2	0.126		0.165
D	12.7			0.500		
E		1.27			0.050	
F	0.4		0.51	0.016		0.020
G	0.35			0.14		



Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 1999 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco - The Netherlands -
Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.
<http://www.st.com>



5.4.10 Convertidor de Tensión TC1121



TC1121

100mA Charge Pump Voltage Converter with Shutdown

Features:

- Optional High-Frequency Operation Allows Use of Small Capacitors
- Low Operating Current (FC = GND):
 - 50 μ A
- High Output Current (100 mA)
- Converts a 2.4V to 5.5V Input Voltage to a Corresponding Negative Output Voltage (Inverter mode)
- Uses Only 2 Capacitors; No Inductors Required
- Selectable Oscillator Frequency:
 - 10 kHz to 200 kHz
- Power-Saving Shutdown Input
- Available in 8-Pin MSOP, 8-Pin PDIP and 8-Pin Small Outline (SOIC) Packages

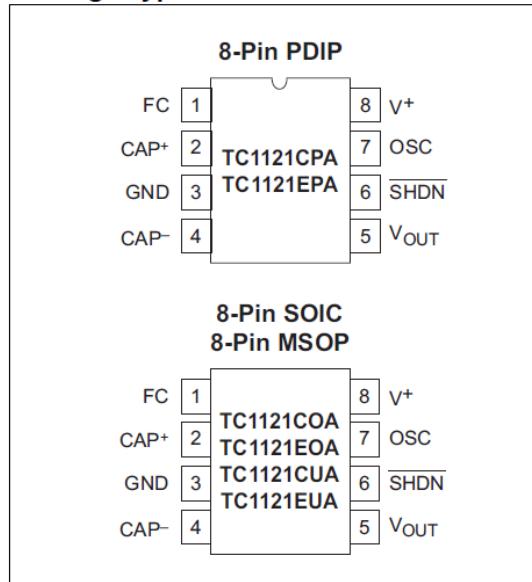
Applications:

- Laptop Computers
- Medical Instruments
- Disk Drives
- μ P-Based Controllers
- Process Instrumentation

Device Selection Table

Part Number	Package	Operating Temp. Range
TC1121COA	8-Pin SOIC	0°C to +70°C
TC1121CPA	8-Pin PDIP	0°C to +70°C
TC1121CUA	8-Pin MSOP	0°C to +70°C
TC1121EOA	8-Pin SOIC	-40°C to +85°C
TC1121EPA	8-Pin PDIP	-40°C to +85°C
TC1121EUA	8-Pin MSOP	-40°C to +85°C

Package Type



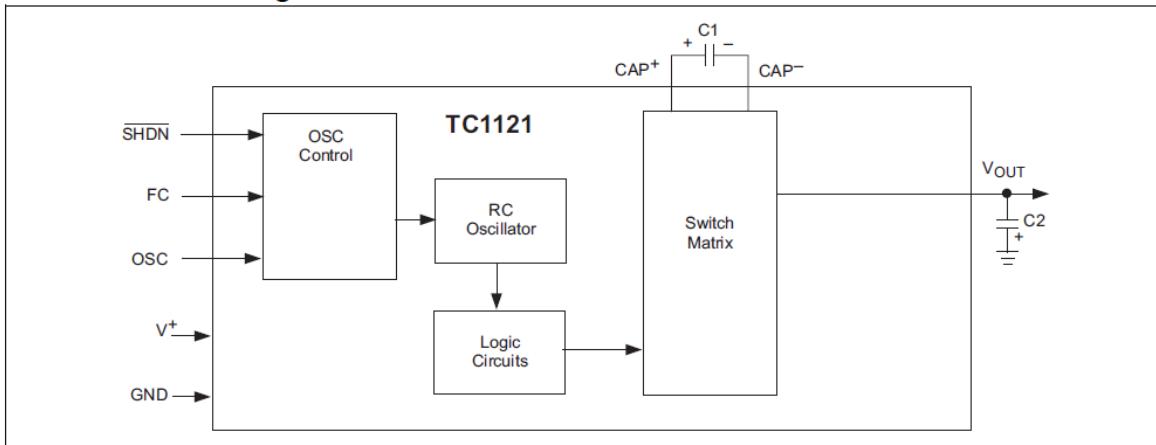
General Description:

The TC1121 is a charge pump converter with 100 mA output current capability. It converts a 2.4V to 5.5V input to a corresponding negative output voltage. As with all charge pump converters, the TC1121 uses no inductors saving cost, size and EMI.

An on-board oscillator operates at a typical frequency of 10 kHz (at $V^+ = 5V$) when the frequency control input (FC) is connected to ground. The oscillator frequency increases to 200 kHz when FC is connected to V^+ , allowing the use of smaller capacitors. Operation at sub-10 kHz frequencies results in lower quiescent NScurrent and is accomplished with the addition of an external capacitor from OSC (pin 7) to ground. The TC1121 also can be driven from an external clock NSconnected OSC. Typical supply current at 10 kHz is 50 μ A, and falls to less than 1 μ A when the shutdown input is brought low, whether the internal or an external clock is used. The TC1121 is available in 8-pin SOIC, MSOP and PDIP packages.

TC1121

Functional Block Diagram



TC1121**1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS****Absolute Maximum Ratings***

Supply Voltage (V_{DD}) 6V
 OSC, FC, SHDN Input Voltage -0.3V to ($V^+ + 0.3V$)
 Output Short Circuit Duration 10 Sec.

Package Power Dissipation ($T_A \leq 70^\circ C$)
 8-Pin PDIP 730 mW
 8-Pin SOIC 470 mW
 8-Pin MSOP 333 mW

Operating Temperature Range
 C Suffix 0°C to +70°C
 E Suffix -40°C to +85°C
 Storage Temperature Range -65°C to +150°C

*Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of the specifications is not implied. Exposure to Absolute Maximum Rating conditions for extended periods may affect device reliability.

TC1121 ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Electrical Characteristics: $T_A = 0^\circ C$ to $70^\circ C$ (C suffix), $-40^\circ C$ to $+85^\circ C$ (E suffix), $V^+ = 5V \pm 10\%$, $C_{OSC} = \text{Open}$, $C1, C2 = 10 \mu F$, $FC = V^+$, $SHDN = V_{IH}$, typical values are at $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
I_{DD}	Active Supply Current	—	50 0.6	100 1	μA mA	$R_L = \text{Open}$, $FC = \text{Open}$ or GND $R_L = \text{Open}$, $FC = V^+$
$I_{SHUTDOWN}$	Shutdown Supply Current	—	0.2	1.0	μA	$SHDN = 0V$
V^+	Supply Voltage	2.4	—	5.5	V	
V_{IH}	SHDN Input Logic High	$V_{DD} \times 0.8$	—	—	V	
V_{IL}	SHDN Input Logic Low	—	—	0.4	V	
I_{IN}	Input Leakage Current	-1 -4	—	1 4	μA	$SHDN, OSC$ FC pin
R_{OUT}	Output Source Resistance	—	12	20	Ω	$I_{OUT} = 60$ mA
I_{OUT}	Output Current	60	100	—	—	$V_{OUT} = \text{more negative than } -3.75V$
F_{OSC}	Oscillator Frequency	5 100	10 200	—	kHz	Pin 7 Open, Pin 1 Open or GND $SHDN = V_{IH}$, Pin 1 = V^+
P_{EFF}	Power Efficiency	— 93 94 —	— 97 97 92	—	%	$FC = GND$ for all $R_L = 2k$ between V^+ and V_{OUT} $R_L = 1k\Omega$ between V_{OUT} and GND $I_L = 60$ mA to GND
V_{EFF}	Voltage Conversion Efficiency	99	99.9	—	%	$R_L = \text{Open}$

Note 1: Connecting any input terminal to voltages greater than V^+ or less than GND may cause destructive latch-up. It is recommended that no inputs from sources operating from external supplies be applied prior to "power up" of the TC1121.

TC1121

2.0 PIN DESCRIPTIONS

The descriptions of the pins are listed in Table 2-1.

TABLE 2-1: PIN FUNCTION TABLE

Pin No. (8-Pin MSOP, PDIP, SOIC)	Symbol	Description
1	FC	Frequency control for internal oscillator, FC = open, $F_{OSC} = 10\text{ kHz}$ typ; FC = V^+ , $F_{OSC} = 200\text{ kHz}$ typ; FC has no effect when OSC pin is driven externally.
2	CAP ⁺	Charge-pump capacitor, positive terminal.
3	GND	Power-supply ground input.
4	CAP ⁻	Charge-pump capacitor, negative terminal.
5	OUT	Output, negative voltage.
6	SHDN	Shutdown.
7	OSC	Oscillator control input. An external capacitor can be added to slow the oscillator. Take care to minimize stray capacitance. An external oscillator also may be connected to overdrive OSC.
8	V^+	Power-supply positive voltage input.

TC1121

3.0 APPLICATIONS

3.1 Negative Voltage Converter

The TC1121 is typically used as a charge-pump voltage inverter. C1 and C2 are the only two external capacitors used in the operating circuit (Figure 3-1).

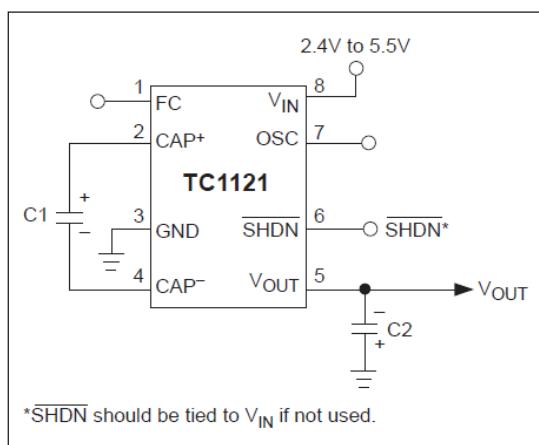


FIGURE 3-1: Charge Pump Inverter

The TC1121 is not sensitive to load current changes, although its output is not actively regulated. A typical output source resistance of 11.8Ω means that an input of +5V results in -5V output voltage under light load, and only decreases to -3.8V typ with a 100 mA load.

The supplied output current is from capacitor C2 during one-half the charge-pump cycle. This results in a peak-to-peak ripple of:

$$V_{RIPPLE} = I_{OUT}/2(f_{PUMP})(C_2) + I_{OUT}(\text{ESR}_{C2})$$

Where f_{PUMP} is 5 kHz (one half the nominal 10 kHz oscillator frequency), and $C_2 = 150 \mu\text{F}$ with an ESR of 0.2Ω , ripple is about 90 mV with a 100 mA load current. If C_2 is raised to $390 \mu\text{F}$, the ripple drops to 45 mV.

3.2 Changing Oscillator Frequency

The TC1121's clock frequency is controlled by four modes:

TABLE 3-1: OSCILLATOR FREQUENCY MODES

FC	OSC	Oscillator Frequency
Open	Open	10 kHz
$FC = V^+$	Open	200 kHz
Open or $FC = V^+$	External Capacitor	See Typical Operating Characteristics
Open	External Clock	External Clock Frequency

The oscillator runs at 10 kHz (typical) when FC and OSC are not connected. The oscillator frequency is lowered by connecting a capacitor between OSC and GND, but FC can still multiply the frequency by 20 times in this mode.

An external clock source that swings within 100 mV of V^+ and GND may overdrive OSC in the Inverter mode. OSC can be driven by any CMOS logic output. When OSC is overdriven, FC has no effect.

Note that the frequency of the signal appearing at CAP^+ and CAP^- is half that of the oscillator. In addition, by lowering the oscillator frequency, the effective output resistance of the charge-pump increases. To compensate for this, the value of the charge-pump capacitors may be increased.

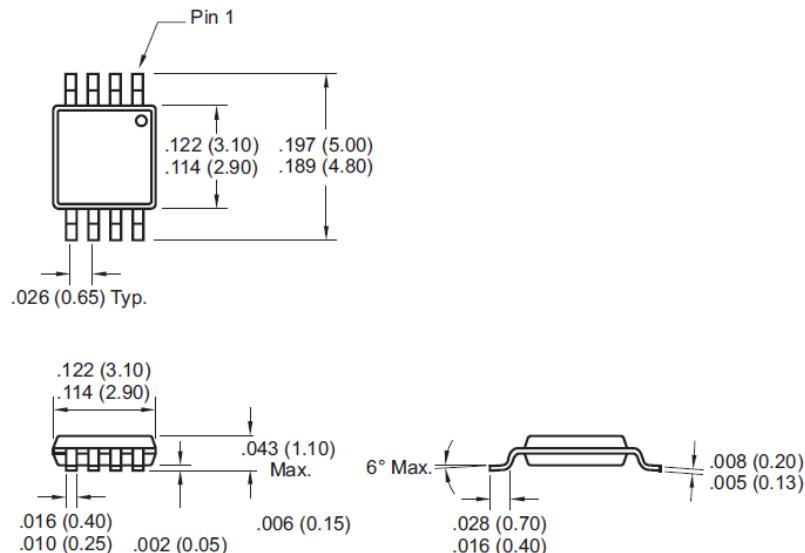
Because the 5 kHz output ripple frequency may be low enough to interfere with other circuitry, the oscillator frequency can be increased with the use of the FC pin or an external oscillator. The output ripple frequency is half the selected oscillator frequency. Although the TC1121's quiescent current will increase if the clock frequency is increased, it allows smaller capacitance values to be used for C1 and C2.

3.3 Capacitor Selection

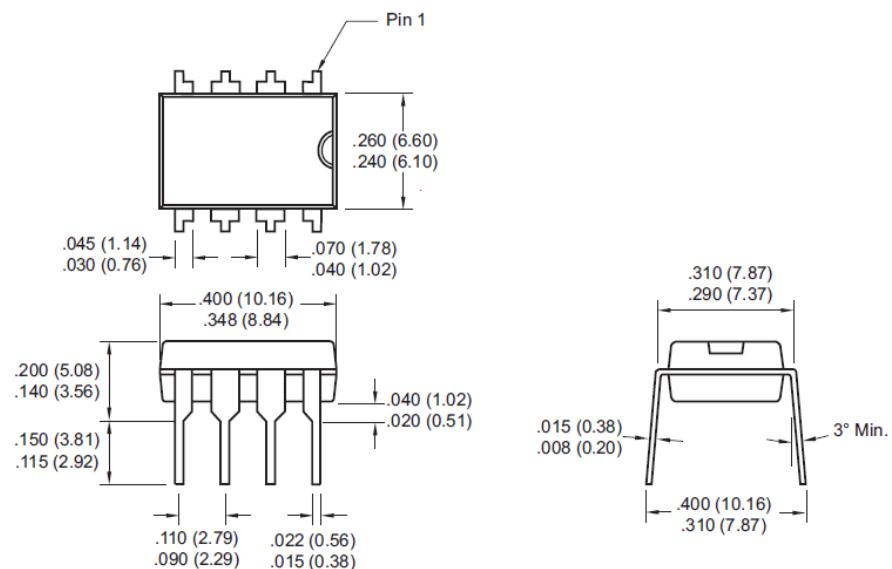
In addition to load current, the following factors affect the TC1121 output voltage drop from its ideal value 1) output resistance, 2) pump (C1) and reservoir (C2) capacitor ESRs and 3) C1 and C2 capacitance.

The voltage drop is the load current times the output resistance. The loss in C2 is the load current times C2's ESR; C1's loss is larger because it handles currents greater than the load current during charge-pump operation. Therefore, the voltage drop due to C1 is about four times C1's ESR multiplied by the load current, and a low (or high) ESR capacitor has a greater impact on performance for C1 than for C2.

In general, as the TC1121's pump frequency increases, capacitance values needed to maintain comparable ripple and output resistance diminish proportionately.

TC1121**4.3 Package Dimensions****8-Pin MSOP**

Dimensions: inches (mm)

8-Pin Plastic DIP

Dimensions: inches (mm)

TC1121

THE MICROCHIP WEB SITE

Microchip provides online support via our WWW site at www.microchip.com. This web site is used as a means to make files and information easily available to customers. Accessible by using your favorite Internet browser, the web site contains the following information:

- **Product Support** – Data sheets and errata, application notes and sample programs, design resources, user's guides and hardware support documents, latest software releases and archived software
- **General Technical Support** – Frequently Asked Questions (FAQ), technical support requests, online discussion groups, Microchip consultant program member listing
- **Business of Microchip** – Product selector and ordering guides, latest Microchip press releases, listing of seminars and events, listings of Microchip sales offices, distributors and factory representatives

CUSTOMER CHANGE NOTIFICATION SERVICE

Microchip's customer notification service helps keep customers current on Microchip products. Subscribers will receive e-mail notification whenever there are changes, updates, revisions or errata related to a specified product family or development tool of interest.

To register, access the Microchip web site at www.microchip.com, click on Customer Change Notification and follow the registration instructions.

CUSTOMER SUPPORT

Users of Microchip products can receive assistance through several channels:

- Distributor or Representative
- Local Sales Office
- Field Application Engineer (FAE)
- Technical Support
- Development Systems Information Line

Customers should contact their distributor, representative or field application engineer (FAE) for support. Local sales offices are also available to help customers. A listing of sales offices and locations is included in the back of this document.

Technical support is available through the web site at: <http://support.microchip.com>

Note the following details of the code protection feature on Microchip devices:

- Microchip products meet the specification contained in their particular Microchip Data Sheet.
- Microchip believes that its family of products is one of the most secure families of its kind on the market today, when used in the intended manner and under normal conditions.
- There are dishonest and possibly illegal methods used to breach the code protection feature. All of these methods, to our knowledge, require using the Microchip products in a manner outside the operating specifications contained in Microchip's Data Sheets. Most likely, the person doing so is engaged in theft of intellectual property.
- Microchip is willing to work with the customer who is concerned about the integrity of their code.
- Neither Microchip nor any other semiconductor manufacturer can guarantee the security of their code. Code protection does not mean that we are guaranteeing the product as "unbreakable."

Code protection is constantly evolving. We at Microchip are committed to continuously improving the code protection features of our products. Attempts to break Microchip's code protection feature may be a violation of the Digital Millennium Copyright Act. If such acts allow unauthorized access to your software or other copyrighted work, you may have a right to sue for relief under that Act.

Information contained in this publication regarding device applications and the like is provided only for your convenience and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. **MICROCHIP MAKES NO REPRESENTATIONS OR WARRANTIES OF ANY KIND WHETHER EXPRESS OR IMPLIED, WRITTEN OR ORAL, STATUTORY OR OTHERWISE, RELATED TO THE INFORMATION, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ITS CONDITION, QUALITY, PERFORMANCE, MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR PURPOSE.** Microchip disclaims all liability arising from this information and its use. Use of Microchip devices in life support and/or safety applications is entirely at the buyer's risk, and the buyer agrees to defend, indemnify and hold harmless Microchip from any and all damages, claims, suits, or expenses resulting from such use. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, under any Microchip intellectual property rights.

Trademarks

The Microchip name and logo, the Microchip logo, Accuron, dsPIC, KEELoQ, microID, MPLAB, PIC, PICmicro, PICSTART, PRO MATE, PowerSmart, rfPIC, and SmartShunt are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

AmpLab, FilterLab, Migratable Memory, MXDEV, MXLAB, SEEVAL, SmartSensor and The Embedded Control Solutions Company are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

Analog-for-the-Digital Age, Application Maestro, dsPICDEM, dsPICDEM.net, dsPICworks, ECAN, ECONOMONITOR, FanSense, FlexROM, fuzzyLAB, In-Circuit Serial Programming, ICSP, ICEPIC, Linear Active Thermistor, Mindi, MiWi, MPASM, MPLIB, MPLINK, PICkit, PICDEM, PICDEM.net, PICLAB, PICtail, PowerCal, PowerInfo, PowerMate, PowerTool, REAL ICE, rfLAB, rfPICDEM, Select Mode, Smart Serial, SmartTel, Total Endurance, UNI/O, WiperLock and ZENA are trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

SQTP is a service mark of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

All other trademarks mentioned herein are property of their respective companies.

© 2006, Microchip Technology Incorporated, Printed in the U.S.A., All Rights Reserved.

 Printed on recycled paper.

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
=ISO/TS 16949:2002=**

Microchip received ISO/TS-16949:2002 certification for its worldwide headquarters, design and wafer fabrication facilities in Chandler and Tempe, Arizona, Gresham, Oregon and Mountain View, California. The Company's quality system processes and procedures are for its PICmicro® 8-bit MCUs, KEELoQ® code hopping devices, Serial EEPROMs, microperipherals, nonvolatile memory and analog products. In addition, Microchip's quality system for the design and manufacture of development systems is ISO 9001:2000 certified.



WORLDWIDE SALES AND SERVICE

AMERICAS

Corporate Office
 2355 West Chandler Blvd.
 Chandler, AZ 85224-6199
 Tel: 480-792-7200
 Fax: 480-792-7277
 Technical Support:
<http://support.microchip.com>
 Web Address:
www.microchip.com

Atlanta

Alpharetta, GA
 Tel: 770-640-0034
 Fax: 770-640-0307

Boston

Westborough, MA
 Tel: 774-760-0087
 Fax: 774-760-0088

Chicago

Itasca, IL
 Tel: 630-285-0071
 Fax: 630-285-0075

Dallas

Addison, TX
 Tel: 972-818-7423
 Fax: 972-818-2924

Detroit

Farmington Hills, MI
 Tel: 248-538-2250
 Fax: 248-538-2260

Kokomo

Kokomo, IN
 Tel: 765-864-8360
 Fax: 765-864-8387

Los Angeles

Mission Viejo, CA
 Tel: 949-462-9523
 Fax: 949-462-9608

San Jose

Mountain View, CA
 Tel: 650-215-1444
 Fax: 650-961-0286

Toronto

Mississauga, Ontario,
 Canada
 Tel: 905-673-0699
 Fax: 905-673-6509

ASIA/PACIFIC

Australia - Sydney
 Tel: 61-2-9868-6733
 Fax: 61-2-9868-6755

China - Beijing
 Tel: 86-10-8528-2100
 Fax: 86-10-8528-2104

China - Chengdu
 Tel: 86-28-8676-6200
 Fax: 86-28-8676-6599

China - Fuzhou
 Tel: 86-591-8750-3506
 Fax: 86-591-8750-3521

China - Hong Kong SAR

Tel: 852-2401-1200
 Fax: 852-2401-3431

China - Qingdao
 Tel: 86-532-8502-7355
 Fax: 86-532-8502-7205

China - Shanghai
 Tel: 86-21-5407-5533
 Fax: 86-21-5407-5066

China - Shenyang
 Tel: 86-24-2334-2829
 Fax: 86-24-2334-2393

China - Shenzhen
 Tel: 86-755-8203-2660
 Fax: 86-755-8203-1760

China - Shunde
 Tel: 86-757-2839-5507
 Fax: 86-757-2839-5571

China - Wuhan
 Tel: 86-27-5980-5300
 Fax: 86-27-5980-5118

China - Xian
 Tel: 86-29-8833-7250
 Fax: 86-29-8833-7256

ASIA/PACIFIC

India - Bangalore
 Tel: 91-80-4182-8400
 Fax: 91-80-4182-8422

India - New Delhi
 Tel: 91-11-5160-8631
 Fax: 91-11-5160-8632

India - Pune
 Tel: 91-20-2566-1512
 Fax: 91-20-2566-1513

Japan - Yokohama
 Tel: 81-45-471-6166
 Fax: 81-45-471-6122

Korea - Gumi
 Tel: 82-54-473-4301
 Fax: 82-54-473-4302

Korea - Seoul
 Tel: 82-2-554-7200
 Fax: 82-2-558-5932 or
 82-2-558-5934

Malaysia - Penang
 Tel: 60-4-646-8870
 Fax: 60-4-646-5086

Philippines - Manila
 Tel: 63-2-634-9065
 Fax: 63-2-634-9069

Singapore
 Tel: 65-6334-8870
 Fax: 65-6334-8850

Taiwan - Hsin Chu
 Tel: 886-3-572-9526
 Fax: 886-3-572-6459

Taiwan - Kaohsiung
 Tel: 886-7-536-4818
 Fax: 886-7-536-4803

Taiwan - Taipei
 Tel: 886-2-2500-6610
 Fax: 886-2-2508-0102

Thailand - Bangkok
 Tel: 66-2-694-1351
 Fax: 66-2-694-1350

EUROPE

Austria - Wels
 Tel: 43-7242-2244-399
 Fax: 43-7242-2244-393

Denmark - Copenhagen
 Tel: 45-4450-2828
 Fax: 45-4485-2829

France - Paris
 Tel: 33-1-69-53-63-20
 Fax: 33-1-69-30-90-79

Germany - Munich
 Tel: 49-89-627-144-0
 Fax: 49-89-627-144-44

Italy - Milan
 Tel: 39-0331-742611
 Fax: 39-0331-466781

Netherlands - Drunen
 Tel: 31-416-690399
 Fax: 31-416-690340

Spain - Madrid
 Tel: 34-91-708-08-90
 Fax: 34-91-708-08-91

UK - Wokingham
 Tel: 44-118-921-5869
 Fax: 44-118-921-5820

5.4.11 Condensador Electrolítico

Rubgoon MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS YXF

YXF SERIES

105°C Long Life. Low impedance.
(Rated Voltage 6.3~100V.DC)

◆ FEATURES

- Load Life : 105°C 4000~10000hours.
- Low impedance at 100kHz with selected materials.

◆ SPECIFICATIONS

Items	Characteristics								
Operating Temperature Range	-40~+105°C								
Rated Voltage Range	6.3~100V.DC								
Capacitance Tolerance	$\pm 20\%$ (20°C, 120Hz)								
Leakage Current(MAX)	I=0.01CV or 3μA whichever is greater. (After 2 minutes) I=Leakage Current(μA) C=Nominal Capacitance(μF) V=Rated Voltage(V)								
Dissipation Factor(MAX)	Rated Voltage (V)	6.3	10	16	25	35	50	63	100
	tanδ	0.22	0.19	0.16	0.14	0.12	0.10	0.09	0.08
	When nominal capacitance is over 1000μF, tanδ shall be added 0.02 to the listed value with increase of every 1000μF.								
Load Life	After life test with max. ripple current at conditions stated in the table below, the capacitors shall meet the following requirements.								
	Capacitance Change	Within $\pm 25\%$ of the initial value.							
	Dissipation Factor	Not more than 200% of the specified value.							
	Leakage Current	Not more than the specified value.							
Low Temperature Stability Impedance Ratio(MAX)	Rated Voltage (V)	6.3	10	16	25	35	50	63	100
	Z(-25°C)/Z(20°C)	4	3	2	2	2	2	2	2
	Z(-40°C)/Z(20°C)	8	6	4	3	3	3	3	3

◆ MULTIPLIER FOR RIPPLE CURRENT

(1) Frequency coefficient

Frequency(Hz)	60(50)	120	1k	10k	100k≤
Coefficient	0.47~4.7μF	0.35	0.42	0.60	0.80
	10~33μF	0.45	0.55	0.75	0.90
	47~330μF	0.60	0.70	0.85	0.95
	470~1000μF	0.65	0.75	0.90	0.98
	2200~15000μF	0.75	0.80	0.95	1.00

(2) Temperature coefficient

Ambient Temperature (°C)	105	85	65≥
Coefficient	1.0	1.7	2.1

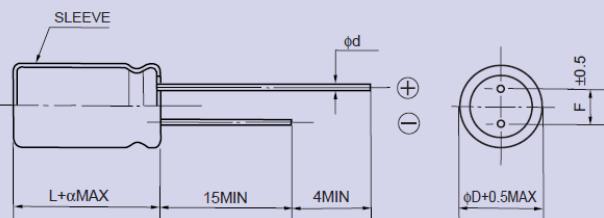


MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS

YXF

◆ DIMENSIONS

(mm)



φD	5	6.3	8	10	12.5	16	18
φd	0.5		0.6		0.8		
F	2.0	2.5	3.5	5.0		7.5	
$L \leq 16 : \alpha = 1.5 \quad L \geq 20 : \alpha = 2.0$							

◆ STANDARD SIZE

Rated voltage 6.3V(0J)

Nominal capacitance (μF)	Size φDxL(mm)	Maximum permissible ripple current (mA r.m.s./105°C, 100kHz)	Impedance (ΩMAX)	
			20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
100	5x11	150	0.90	3.6
220	6.3x11	250	0.40	1.6
330	6.3x11	250	0.40	1.6
470	8x11.5	400	0.25	1.0
1000	10x12.5	580	0.16	0.65
2200	12.5x20	1300	0.062	0.21
3300	12.5x20	1300	0.062	0.21
4700	16x25	1850	0.034	0.096
6800	16x25	1850	0.034	0.096
10000	16x31.5	2000	0.029	0.087
15000	18x35.5	2200	0.025	0.058

Rated voltage 10V(1A)

Nominal capacitance (μF)	Size φDxL(mm)	Maximum permissible ripple current (mA r.m.s./105°C, 100kHz)	Impedance (ΩMAX)	
			20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
100	5x11	150	0.90	3.6
220	6.3x11	250	0.40	1.6
330	8x11.5	400	0.25	1.0
470	8x11.5	400	0.25	1.0
1000	10x16	770	0.12	0.46
2200	12.5x20	1300	0.062	0.21
3300	12.5x25	1650	0.048	0.16
4700	16x25	1850	0.034	0.096
6800	16x31.5	2000	0.029	0.087
10000	18x35.5	2200	0.025	0.058



MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS

YXF

Rated voltage 50V(1H)				
Nominal capacitance (μ F)	Size ϕ DxL(mm)	Maximum permissible ripple current (mA r.m.s./105°C, 100kHz)	Impedance (Ω MAX)	
			20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
0.47	5x11	17	5.5	12.0
1	5x11	30	4.0	8.0
2.2	5x11	43	2.5	6.0
3.3	5x11	53	2.2	5.6
4.7	5x11	88	1.9	5.0
10	5x11	100	1.5	4.0
22	5x11	150	0.90	3.6
33	6.3x11	250	0.40	1.6
47	6.3x11	250	0.40	1.6
100	8x11.5	400	0.25	1.0
220	10x16	770	0.12	0.46
330	10x20	1050	0.078	0.30
470	12.5x20	1300	0.062	0.21
1000	16x25	1850	0.034	0.096
2200	18x35.5	2200	0.025	0.058

Rated voltage 63V(1J)				
Nominal capacitance (μ F)	Size ϕ DxL(mm)	Maximum permissible ripple current (mA r.m.s./105°C, 100kHz)	Impedance (Ω MAX)	
			20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
10	5x11	87	2.3	9.3
22	6.3x11	140	1.3	5.2
33	6.3x11	140	1.2	5.0
47	8x11.5	210	0.63	2.8
100	10x12.5	300	0.43	1.8
220	10x20	520	0.21	0.84
330	12.5x20	660	0.16	0.64
470	12.5x25	750	0.12	0.45
1000	16x31.5	1390	0.054	0.20

Rated voltage 100V(2A)				
Nominal capacitance (μ F)	Size ϕ DxL(mm)	Maximum permissible ripple current (mA r.m.s./105°C, 100kHz)	Impedance (Ω MAX)	
			20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
0.47	5x11	15	6.0	17.0
1	5x11	20	4.5	15.0
2.2	5x11	30	3.0	13.0
3.3	5x11	40	2.7	11.0
4.7	5x11	65	2.5	10.0
10	6.3x11	140	1.2	5.0
22	8x11.5	160	0.63	2.8
33	10x12.5	230	0.43	1.8
47	10x16	290	0.31	1.5
100	12.5x20	430	0.16	0.64
220	16x25	900	0.073	0.27
330	16x25	900	0.073	0.27

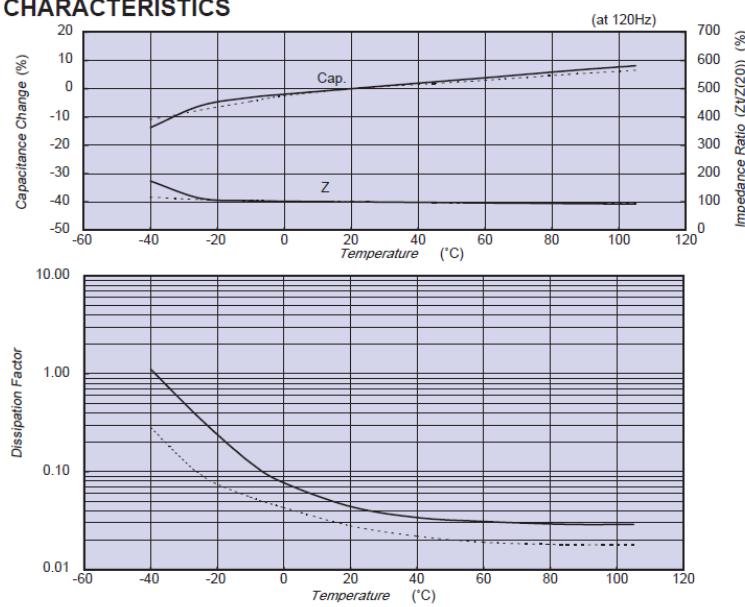


MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS

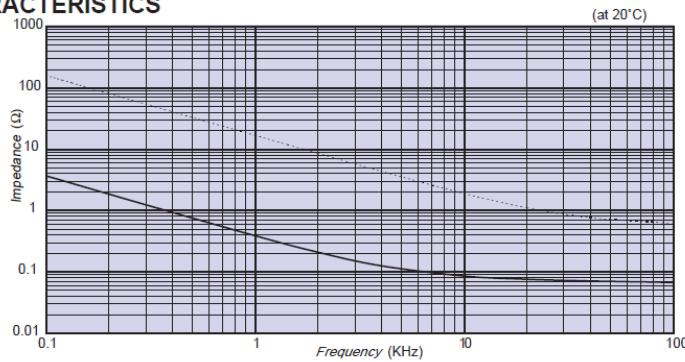
YXF

◆ CHARACTERISTIC DATA

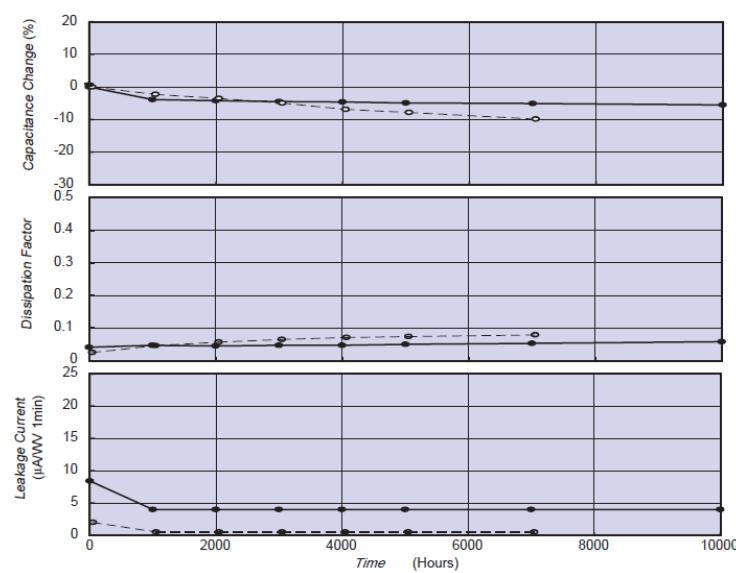
• TEMPERATURE CHARACTERISTICS



• FREQUENCY CHARACTERISTICS



• LOAD LIFE



1 Oct 1999

5.4.12 Conejero Hembra de Alimentación para Montaje en PCB

JACKS & PLUGS

LOCKING RIGHT ANGLE POWER JACKS & PLUGS

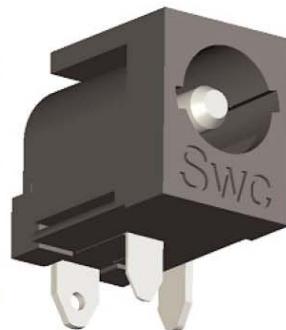
Switchcraft's miniature Right Angle Locking Power Jack and Plug system is the perfect solution for PC board-mount applications where a quick-and-secure, space saving board mounting method is required. Similar in function to Switchcraft's durable 712 and 722 right-angle products that use precision tolerancing to hold plug and jack together, this system provides additional security by using keyed plugs and slotted jacks to firmly lock the components in place. It's quick, easy, and trouble free. Simply mate the plug to its matching jack, provide a slight hand-twist, and you're done! Available in a variety of configurations, Switchcraft's Right-Angle Locking Jacks and Plugs not only save time and space, but virtually eliminate accidental plug-to-jack decoupling.



Product Bulletin 564

FEATURES AND BENEFITS

- **Quick, Secure, Compact Assembly:** Keyed plugs and slotted jacks provide for a simple and efficient plug-to-jack coupling method. In addition, the jack's board-terminals have been engineered to allow for quick, trouble-free, PC board mounting while the right-angle design allows for a space saving assembly.
- **Durable Construction and Polished Appearance:** Jacks and Plugs are manufactured with high quality materials to maximize product life while providing for a quality appearance.
- **Product Selection:** Available in PC, Surface and Hybrid Mount configurations in 0.100" (2.5mm) and 0.080" (2.0mm) diameters. Plug tips are color coded for easy product distinction. Customs and variations are available, including tape and reel options. Consult factory for details.



PRODUCT SPECIFICATIONS

JACKS

Housing: Thermoplastic
PC Mount Terminals: Silver Plated Copper Alloy
Surface & Hybrid Mount Terminals: Tin Plated Copper Alloy
Handle Thread Size: 5/16-24 UNF 2B
Center Pin: Nickel Plated, Copper Alloy
Current Rating: 5A
Contact Resistance: <50 mohms
Insulation Resistance: 30 megohms @100V DC
Dielectric Withstanding Voltage: 250 VAC @ 1 minute
Lifecycle: 5,000 min.
Certifications: RoHS Compliant



PLUGS

Plug Pin & Gripring: Nickel-Plated Copper Alloy
Finger Insulator Tip & Handle: Molded Plastic
Sleeve Terminal: Copper Alloy, Electro-Tinned
Current Rating: 5A
Certifications: RoHS Compliant.

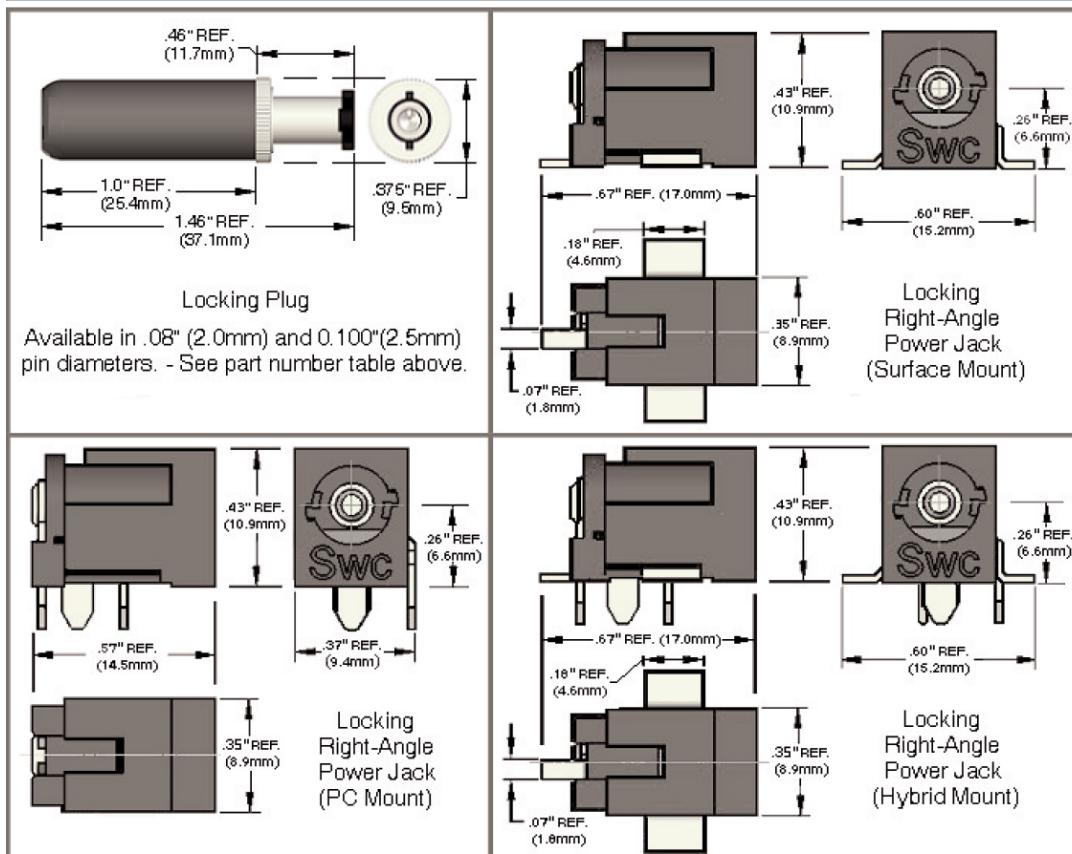
Switchcraft®

www.switchcraft.com

5555 North Elston Avenue / Chicago, IL 60630
 Phone: 773-792-2700 / Fax: 773-792-2129

PRODUCT SELECTION AND ORDERING INFORMATION

Power Jack PN's	Pin Size	Description
RAPC712BK	0.100"/2.5mm	Right Angle, PC Mount Jack
RAPC722BK	0.080"/2.0mm	Right Angle, PC Mount Jack
RASM712BK	0.100"/2.5mm	Right Angle, Surface Mount (SMT) Jack
RASM722BK	0.080"/2.0mm	Right Angle, Surface Mount (SMT) Jack
RASH712BK	0.100"/2.5mm	Right Angle, Hybrid Mount (PC & SMT) Jack
RASH722BK	0.080"/2.0mm	Right Angle, Hybrid Mount (PC & SMT) Jack
Locking Plug PN's	Pin Size	Description
760BK	0.100"/2.5mm	Locking Miniature Power Plug; Black Tip Insulator
S760BK	0.080"/2.0mm	Locking Miniature Power Plug, White Tip Insulator



Drawings and photos are for Reference Only (Not to Scale). For additional information regarding product specifications and distributor locations, please visit Switchcraft's website www.switchcraft.com or call 773-792-2700.

Switchcraft®

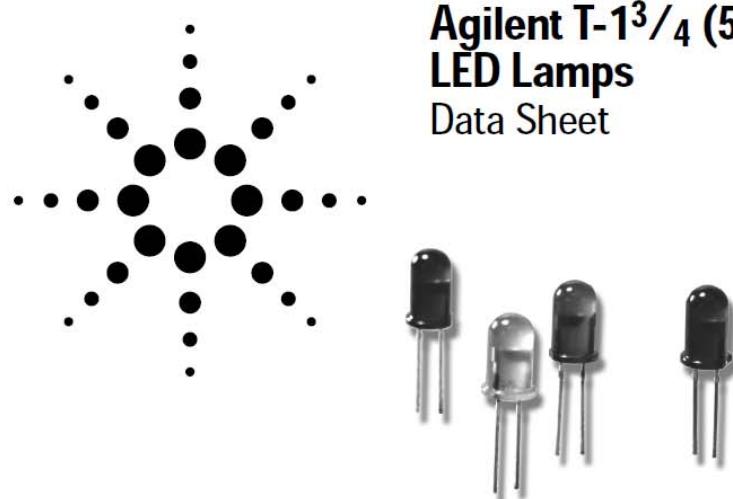
w w w . s w i t c h c r a f t . c o m

5555 North Elston Avenue / Chicago, IL 60630
Phone: 773-792-2700 / Fax: 773-792-2129

Product Bulletin 564; Published October, 2006



5.4.13 Diodo LED



Agilent T-1³/4 (5 mm) High Intensity LED Lamps Data Sheet

HLMP-331x Series, HLMP-341x Series, HLMP-351x Series

Description

This family of T-1³/4 nondiffused LED lamps is specially designed for applications requiring higher on-axis intensity than is achievable with a standard lamp. The light generated is focused to a narrow beam to achieve this effect.

Features

- **High intensity**
- **Choice of 3 bright colors**
High Efficiency Red
Yellow
High Performance Green
- **Popular T-1³/4 diameter package**
- **Selected minimum intensities**
- **Narrow viewing angle**
- **General purpose leads**
- **Reliable and rugged**
- **Available on tape and reel**

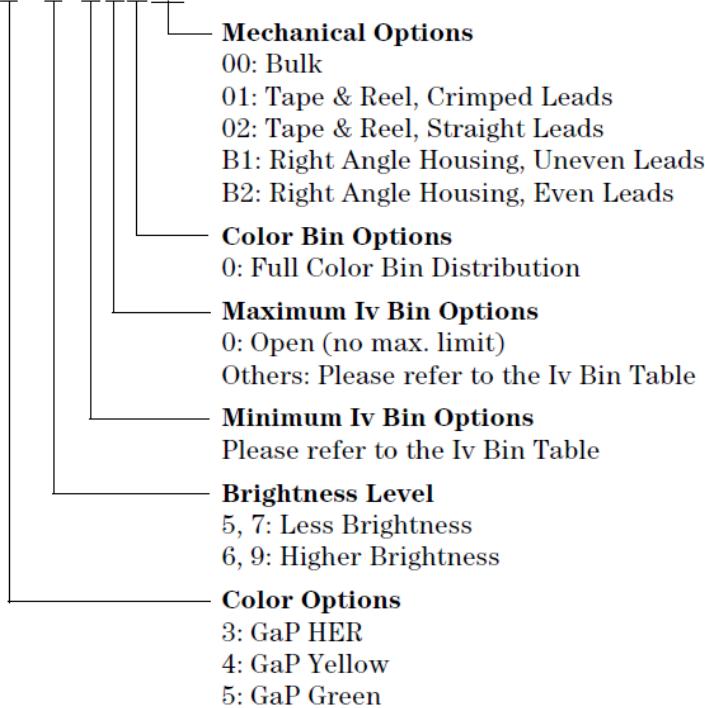
Selection Guide

Color	Part Number	Luminous Intensity Iv (mcd) @ 10 mA	
		Min.	Max.
Red	HLMP-3315	13.8	-
	HLMP-3317	22.00	-
	HLMP-3316-I00xx	22.0	-
	HLMP-3316-IJ0xx	22.0	70.4
Yellow	HLMP-3415	9.2	-
	HLMP-3416	14.7	-
	HLMP-3416-G00xx	14.7	-
	HLMP-3416-IJ0xx	37.6	120.2
Green	HLMP-3517	6.7	-
	HLMP-3519	10.6	-
	HLMP-3519-F00xx	10.6	-
	HLMP-3519-IJ0xx	43.6	139.6

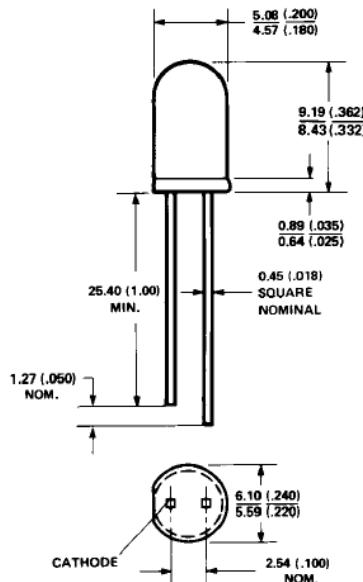


Part Numbering System

HLMP - 3 x 1 x - x x x xx



Package Dimensions



NOTES:

1. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETRES (INCHES).
2. AN EPOXY MENISCUS MAY EXTEND ABOUT 1mm (.040") DOWN THE LEADS.

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Description	Device HLMP-	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_v	Luminous Intensity	3315	13.8	40.0		mcd	$I_F = 10 \text{ mA}$ (Figure 3)
		3316	22	60.0			
		3415	9.2	40.0		mcd	$I_F = 10 \text{ mA}$ (Figure 8)
		3416	14.7	50.0			
		3517	6.7	50.0		mcd	$I_F = 10 \text{ mA}$ (Figure 13)
		3519	10.6	70.0			
$2\theta_{1/2}$	Including Angle Between Half Luminous Intensity Points	3315		35		Deg.	$I_F = 10 \text{ mA}$
		3316		35			See Note 1 (Figure 6)
		3415		35		Deg.	$I_F = 10 \text{ mA}$
		3416		35			See Note 1 (Figure 11)
		3517		24		Deg.	$I_F = 10 \text{ mA}$
		3519		24			See Note 1 (Figure 16)
λ_{PEAK}	Peak Wavelength	331X		635		nm	Measurement at Peak (Figure 1)
		341X		583			
		351X		565			
$\Delta\lambda_{1/2}$	Spectral Line Halfwidth	331X		40		nm	
		341X		36			
		351X		28			
λ_d	Dominant Wavelength	331X		626		nm	See Note 2 (Figure 1)
		341X		585			
		351X		569			
t_s	Speed of Response	331X		90		ns	
		341X		90			
		351X		500			
C	Capacitance	331X		11		pF	$V_F = 0; f = 1 \text{ MHz}$
		341X		15			
		351X		18			
$R\theta_{J-PIN}$	Thermal Resistance	331X		260		°C/W	Junction to Cathode Lead
		341X					
		351X					
V_F	Forward Voltage	331X		1.9	2.4	V	$I_F = 10 \text{ mA}$ (Figure 2)
		341X		2.0	2.4		$I_F = 10 \text{ mA}$ (Figure 7)
		351X		2.1	2.7		$I_F = 10 \text{ mA}$ (Figure 12)
V_R	Reverse Breakdown Volt.	All	5.0			V	$I_R = 100 \mu\text{A}$
η_v	Luminous Efficacy	331X		145		lumens	See Note 3
		341X		500		Watt	
		351X		595			

Notes:

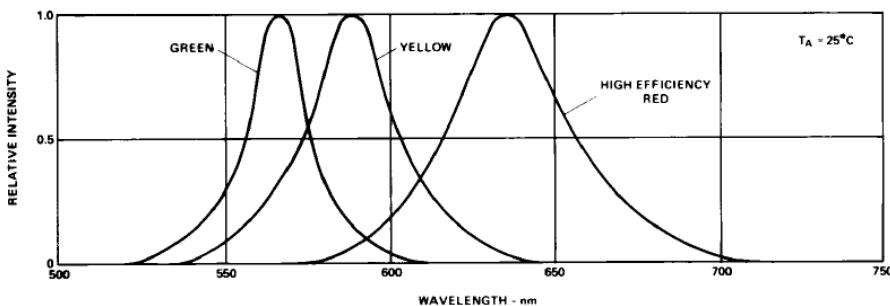
1. $\theta_{1/2}$ is the off-axis angle at which the luminous intensity is half the axial luminous intensity.
2. The dominant wavelength, λ_d , is derived from the CIE chromaticity diagram and represents the single wavelength which defines the color of the device.
3. Radiant intensity, I_e , in watts/steradian, may be found from the equation $I_e = I_v / \eta_v$, where I_v is the luminous intensity in candelas and η_v is the luminous efficacy in lumens/watt.

Absolute Maximum Ratings at $T_A = 25^\circ\text{C}$

Parameter	331X Series	341X Series	351X Series	Units
Peak Forward Current	90	60	90	mA
Average Forward Current ^[1]	25	20	25	mA
DC Current ^[2]	30	20	30	mA
Power Dissipation ^[3]	135	85	135	mW
Reverse Voltage ($I_R = 100 \mu\text{A}$)	5	5	5	V
Transient Forward Current ^[4] (10 μsec Pulse)	500	500	500	mA
LED Junction Temperature	110	110	110	$^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	-55 to +100	-55 to +100	-20 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range			-55 to +100	

Notes:

1. See Figure 5 (Red), 10 (Yellow), or 15 (Green) to establish pulsed operating conditions.
2. For Red and Green series derate linearly from 50°C at $0.5 \text{ mA}/^\circ\text{C}$. For Yellow series derate linearly from 50°C at $0.2 \text{ mA}/^\circ\text{C}$.
3. For Red and Green series derate power linearly from 25°C at $1.8 \text{ mW}/^\circ\text{C}$. For Yellow series derate power linearly from 50°C at $1.6 \text{ mW}/^\circ\text{C}$.
4. The transient peak current is the maximum non-recurring peak current that can be applied to the device without damaging the LED die and wirebond. It is not recommended that the device be operated at peak currents beyond the peak forward current listed in the Absolute Maximum Ratings.

**Figure 1. Relative intensity vs. wavelength.**

High Efficiency Red HLMP-331X Series

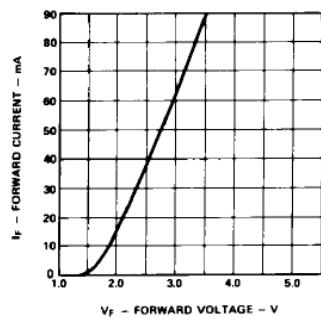


Figure 2. Forward current vs. forward voltage characteristics.

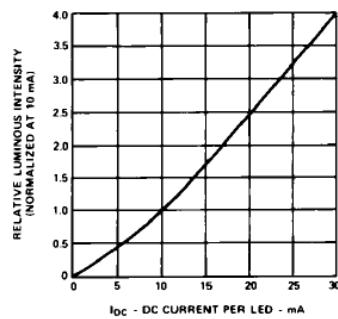


Figure 3. Relative luminous intensity vs. DC forward current.

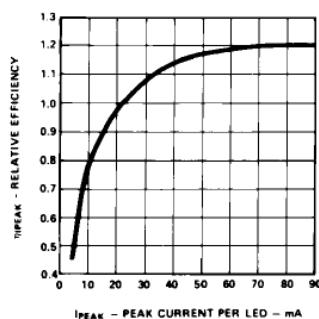


Figure 4. Relative efficiency (luminous intensity per unit current) vs. peak LED current.

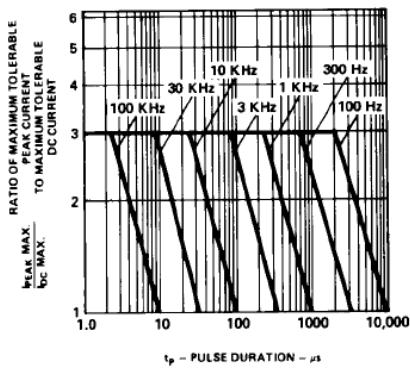


Figure 5. Maximum tolerable peak current vs. pulse duration ($I_{DC\ MAX}$ as per MAX ratings).

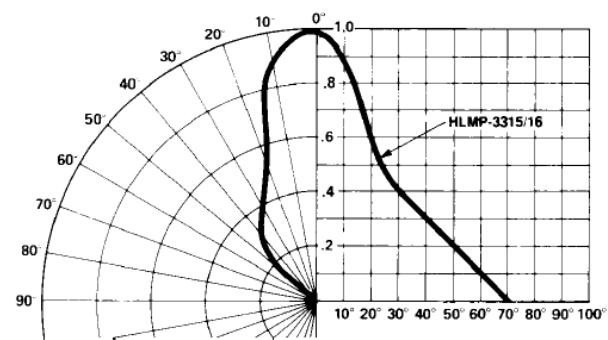


Figure 6. Relative luminous intensity vs. angular displacement.

Green HLMP-351X Series

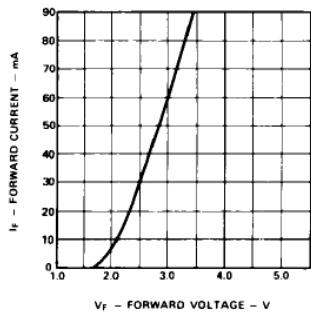


Figure 12. Forward current vs. forward voltage characteristics.

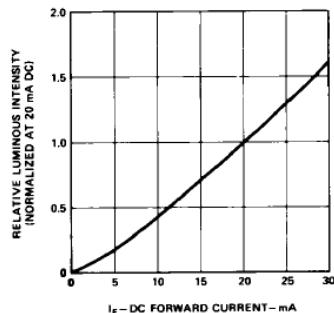


Figure 13. Relative luminous intensity vs. DC forward current.

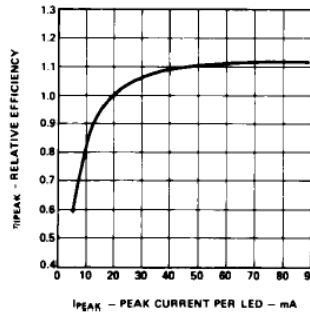


Figure 14. Relative efficiency (luminous intensity per unit current) vs. peak LED current.

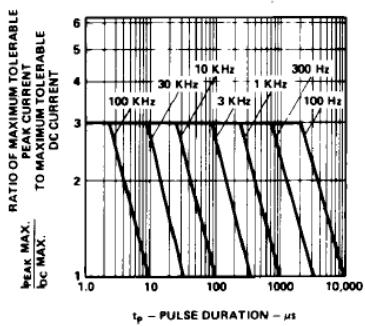


Figure 15. Maximum tolerable peak current vs. pulse duration ($I_{DC\ MAX}$ as per MAX ratings).

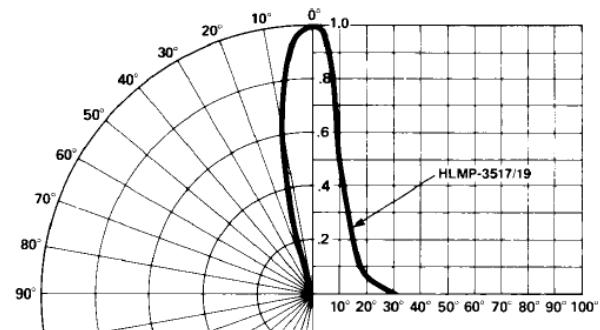


Figure 16. Relative luminous intensity vs. angular displacement. T-1^{3/4} lamp.

Table 2. Intensity Bin Limit

Color	Bin	Intensity Range (mcd)	
		Min.	Max.
Red	H	15.5	24.8
	I	24.8	39.6
	J	39.6	63.4
	K	63.4	101.5
	L	101.5	162.4
	M	162.4	234.6
	N	234.6	340.0
	O	340.0	540.0
	P	540.0	850.0
	Q	850.0	1200.0
	R	1200.0	1700.0
	S	1700.0	2400.0
	T	2400.0	3400.0
	U	3400.0	4900.0
	V	4900.0	7100.0
	W	7100.0	10200.0
	X	10200.0	14800.0
	Y	14800.0	21400.0
	Z	21400.0	30900.0

Table 2. (Cont'd)

Color	Bin	Intensity Range (mcd)	
		Min.	Max.
Yellow	G	16.6	26.5
	H	26.5	42.3
	I	42.3	67.7
	J	67.7	108.2
	K	108.2	173.2
	L	173.2	250.0
	M	250.0	360.0
	N	360.0	510.0
	O	510.0	800.0
	P	800.0	1250.0
	Q	1250.0	1800.0
	R	1800.0	2900.0
	S	2900.0	4700.0
	T	4700.0	7200.0
	U	7200.0	11700.0
	V	11700.0	18000.0
	W	18000.0	27000.0

Table 2. (Cont'd)

Color	Bin	Intensity Range (mcd)	
		Min.	Max.
Green	E	7.6	12.0
	F	12.0	19.1
	G	19.1	30.7
	H	30.7	49.1
	I	49.1	78.5
	J	78.5	125.7
	K	125.7	201.1
	L	201.1	289.0
	M	289.0	417.0
	N	417.0	680.0
	O	680.0	1100.0
	P	1100.0	1800.0
	Q	1800.0	2700.0
	R	2700.0	4300.0
	S	4300.0	6800.0
	T	6800.0	10800.0
	U	10800.0	16000.0
	V	16000.0	25000.0
	W	25000.0	40000.0

Maximum tolerance for each bin limit is $\pm 18\%$.

Color Categories

Color	Cat #	Lambda (nm)	
		Min.	Max.
Green	6	561.5	564.5
	5	564.5	567.5
	4	567.5	570.5
	3	570.5	573.5
	2	573.5	576.5
Yellow	1	582.0	584.5
	3	584.5	587.0
	2	587.0	589.5
	4	589.5	592.0
	5	592.0	593.0

Mechanical Option Matrix

Mechanical Option Code	Definition
00	Bulk Packaging, minimum increment 500 pcs/bag
01	Tape & Reel, crimped leads, minimum increment 1300 pcs/bag
02	Tape & Reel, straight leads, minimum increment 1300 pcs/bag
B1	Right Angle Housing, uneven leads, minimum increment 500 pcs/bag
B2	Right Angle Housing, even leads, minimum increment 500 pcs/bag

Note:

All Categories are established for classification of products. Products may not be available in all categories. Please contact your local Agilent representative for further clarification/information.

Precautions

Lead Forming

- The leads of an LED lamp may be preformed or cut to length prior to insertion and soldering into PC board.
- If lead forming is required before soldering, care must be taken to avoid any excessive mechanical stress induced to LED package. Otherwise, cut the leads of LED to length after soldering process at room temperature. The solder joint formed will absorb the mechanical stress of the lead cutting from traveling to the LED chip die attach and wirebond.
- It is recommended that tooling made to precisely form and cut the leads to length rather than rely upon hand operation.

Soldering Conditions

- Care must be taken during PCB assembly and soldering process to prevent damage to LED component.
- The closest LED is allowed to solder on board is 1.59 mm below the body (encapsulant epoxy) for those parts without standoff.
- Recommended soldering conditions:

	Manual Solder Wave Soldering	Dipping
Pre-heat Temperature	105 °C Max.	–
Pre-heat Time	30 sec Max.	–
Peak Temperature	250 °C Max.	260 °C Max.
Dwell Time	3 sec Max.	5 sec Max.

- Wave soldering parameter must be set and maintained according to recommended temperature and dwell time in the solder wave. Customer is advised to periodically check on the soldering profile to ensure the soldering profile used is always conforming to recommended soldering condition.
- If necessary, use fixture to hold the LED component in proper orientation with respect to the PCB during soldering process.
- Proper handling is imperative to avoid excessive thermal stresses to LED components when heated. Therefore, the soldered PCB must be allowed to cool to room temperature, 25°C, before handling.
- Special attention must be given to board fabrication, solder masking, surface plating and lead holes size and component orientation to assure solderability.
- Recommended PC board plated through hole sizes for LED component leads:

LED Component	Plated Through	
Lead Size	Diagonal	Hole Diameter
0.457 x 0.457 mm (0.018 x 0.018 inch)	0.646 mm (0.025 inch)	0.976 to 1.078 mm (0.038 to 0.042 inch)
0.508 x 0.508 mm (0.020 x 0.020 inch)	0.718 mm (0.028 inch)	1.049 to 1.150 mm (0.041 to 0.045 inch)

Note: Refer to application note AN1027 for more information on soldering LED components.

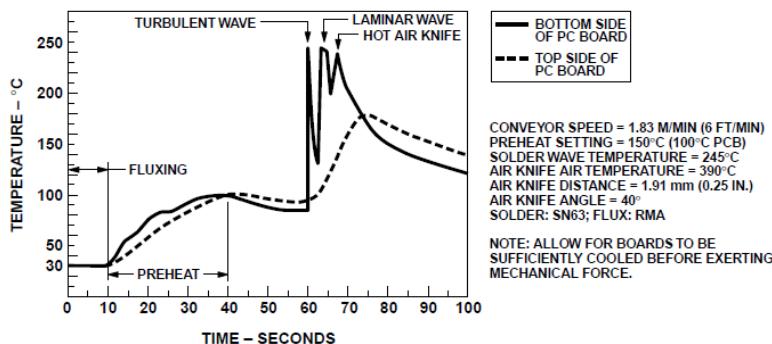


Figure 17. Recommended wave soldering profile.

www.agilent.com/semiconductors

For product information and a complete list of distributors, please go to our web site.

For technical assistance call:

Americas/Canada: +1 (800) 235-0312 or
(916) 788-6763

Europe: +49 (0) 6441 92460

China: 10800 650 0017

Hong Kong: (+65) 6756 2394

India, Australia, New Zealand: (+65) 6755 1939

Japan: (+81 3) 3335-8152(Domestic/International), or 0120-61-1280(Domestic Only)

Korea: (+65) 6755 1989

Singapore, Malaysia, Vietnam, Thailand,
Philippines, Indonesia: (+65) 6755 2044

Taiwan: (+65) 6755 1843

Data subject to change.

Copyright © 2005 Agilent Technologies, Inc.

Obsoletes 5988-2146EN

November 16, 2005

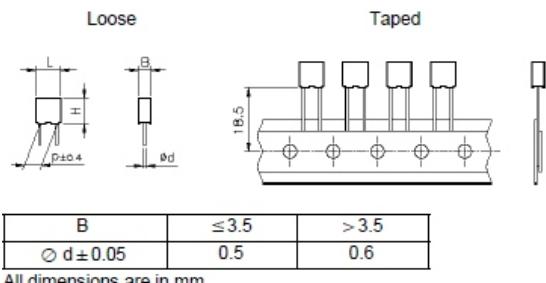
5989-4259EN



Agilent Technologies

5.4.14 Condensador de Película Plástica

ARCOTRONICS



PRODUCT CODE SYSTEM

The part number, comprising 14 digits, is formed as follows:

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
R	8	2										-	

Digit 1 to 3 Series code.

Digit 4 d.c. rated voltage:

C = 50V D = 63V E = 100V
I = 250V M = 400V

Digit 5 Pitch: C = 5mm

Digit 6 to 9 Digits 7 - 8 - 9 indicate the first three digits of Capacitance value and the 6th digit indicates the number of zeros that must be added to obtain the Rated Capacitance in pF.

Digit 10 to 11 Mechanical version and/or packaging (table 1)
Digit 12 Identifies the dimensions and electrical characteristics.

Digit 13 Internal use

Digit 14 Capacitance tolerance:
J=5%; K=10%; M=20%

Table 1 (for more detailed information please refer to page 15)

Standard packaging style	Lead length (mm)	Ordering code (Digit 10 to 11)
AMMO-PACK		DQ
REEL Ø 355mm		CK
Loose, short leads	4 +1.5	AA
Loose, long leads	17 +1/-2	Z3

Note: Ammo-pack is the preferred packaging for taped version.

R82

MKT Series

METALLIZED POLYESTER FILM CAPACITOR MULTIPURPOSE APPLICATIONS

Typical applications: by-passing, blocking, coupling, decoupling, timing, oscillator circuits.

For inverter applications please refer to RSB.

PRODUCT CODE: **R82**

p = 5 mm

Construction:

- **STACKED** technology for Rated Voltage from 50 to 400Vdc.
- **WOUND** technology for Rated Voltage @ 50Vdc for size 7.2x13.0x7.2 mm only.

GENERAL TECHNICAL DATA

Dielectric: polyester film (polyethylene terephthalate).
Plates: aluminium layer deposited by evaporation under vacuum.

Winding: non-inductive type.

Leads: tinned wire.

Protection: plastic case, thermosetting resin filled.
Box material is solvent resistant and flame retardant according to UL94 VO.

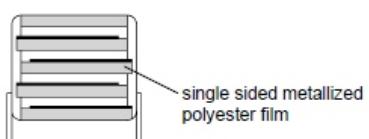
Marking : manufacturer's logo, capacitance, tolerance, D.C. rated voltage.

Climatic category: 55/100/56 IEC 60068-1

Operating temperature range: -55 to +105°C

Related documents: IEC 60384-2

Winding scheme



ARCOTRONICS

R82

MKT Series

METALLIZED POLYESTER FILM CAPACITOR
MULTIPURPOSE APPLICATIONS**p = 5 mm**

PRODUCT CODE: R82

a) STACKED technology

b) WOUND technology

Rated Cap.	50Vdc/30Vac				Max dv/dt (V/μs)	Max K ₀ (V ² /μs)	Part Number
	B	H	L	p			
a) 2.2μF	6.0	11.0	7.2	5.0	100	10 E3	R82CC4220--7--
b) 3.3μF	7.2	13.0	7.2	5.0	25	2.5 E3	R82CC4330--3--
b) 4.7μF	7.2	13.0	7.2	5.0	25	2.5 E3	R82CC4470--3--

Mechanical version and packaging (Table 1)

Internal use

Tolerance: J (±5%); K (±10%); M (±20%)

STACKED technology

Rated Cap.	63Vdc/40Vac				Max dv/dt (V/μs)	Max K ₀ (V ² /μs)	Part Number
	B	H	L	p			
0.10μF	2.5	6.5	7.2	5.0	160	20 E3	R82DC3100--5--
0.15μF	2.5	6.5	7.2	5.0	160	20 E3	R82DC3150--6--
0.22μF	2.5	6.5	7.2	5.0	160	20 E3	R82DC3220--6--
0.33μF	3.5	7.5	7.2	5.0	160	20 E3	R82DC3330--6--
0.47μF	3.5	7.5	7.2	5.0	160	20 E3	R82DC3470--6--
0.68μF	4.5	9.5	7.2	5.0	160	20 E3	R82DC3680--6--
1.0μF	5.0	10.0	7.2	5.0	160	20 E3	R82DC4100--6--
1.5μF	6.0	11.0	7.2	5.0	160	20 E3	R82DC4150--6--

Rated Cap.	250Vdc/160Vac				Max dv/dt (V/μs)	Max K ₀ (V ² /μs)	Part Number
	B	H	L	p			
6800pF	2.5	6.5	7.2	5.0	250	125 E3	R82IC 1680--5--
0.010μF	2.5	6.5	7.2	5.0	250	125 E3	R82IC 2100--5--
0.015μF	2.5	6.5	7.2	5.0	250	125 E3	R82IC 2150--5--
0.022μF	3.5	7.5	7.2	5.0	250	125 E3	R82IC 2220--5--
0.033μF	3.5	7.5	7.2	5.0	250	125 E3	R82IC 2330--5--
0.047μF	4.5	9.5	7.2	5.0	250	125 E3	R82IC 2470--5--
0.068μF	4.5	9.5	7.2	5.0	250	125 E3	R82IC 2680--5--
0.10μF	5.0	10.0	7.2	5.0	250	125 E3	R82IC 3100--55--
0.10μF	6.0	11.0	7.2	5.0	250	125 E3	R82IC 3100--5--
0.15μF	6.0	11.0	7.2	5.0	250	125 E3	R82IC 3150--5--
0.22μF	6.0	11.0	7.2	5.0	250	125 E3	R82IC 3220--6--

Rated Cap.	100Vdc/63Vac				Max dv/dt (V/μs)	Max K ₀ (V ² /μs)	Part Number
	B	H	L	p			
1000pF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 1100--5--
1500pF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 1150--5--
2200pF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 1220--5--
3300pF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 1330--5--
4700pF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 1470--5--
6800pF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 1680--5--
0.010μF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 2100--5--
0.015μF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 2150--5--
0.022μF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 2220--5--
0.033μF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 2330--5--
0.047μF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 2470--6--
0.068μF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 2680--6--
0.10μF	2.5	6.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 3100--7--
0.15μF	3.5	7.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 3150--7--
0.22μF	3.5	7.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 3220--7--
0.33μF	4.5	9.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 3330--7--
0.47μF	4.5	9.5	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 3470--7--
0.68μF	5.0	10.0	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 3680--7--
1.0μF	6.0	11.0	7.2	5.0	200	40 E3	R82EC 4100--7--

Rated Cap.	400Vdc/200Vac				Max dv/dt (V/μs)	Max K ₀ (V ² /μs)	Part Number
	B	H	L	p			
1000pF	2.5	6.5	7.2	5.0	400	320 E3	R82MC1100--5--
1500pF	2.5	6.5	7.2	5.0	400	320 E3	R82MC1150--5--
2200pF	2.5	6.5	7.2	5.0	400	320 E3	R82MC1220--5--
3300pF	2.5	6.5	7.2	5.0	400	320 E3	R82MC1330--5--
4700pF	2.5	6.5	7.2	5.0	400	320 E3	R82MC1470--5--
6800pF	3.5	7.5	7.2	5.0	400	320 E3	R82MC1680--5--
0.010μF	3.5	7.5	7.2	5.0	400	320 E3	R82MC2100--5--
0.015μF	4.5	9.5	7.2	5.0	400	320 E3	R82MC2150--5--
0.022μF	4.5	9.5	7.2	5.0	400	320 E3	R82MC2220--5--
0.033μF	5.0	10.0	7.2	5.0	400	320 E3	R82MC2330--5--
0.047μF	6.0	11.0	7.2	5.0	400	320 E3	R82MC2470--5--
0.068μF	6.0	11.0	7.2	5.0	400	320 E3	R82MC2680--5--

Mechanical version and packaging (Table 1)
Internal use
Tolerance: J (±5%); K (±10%); M (±20%)

All dimensions are in mm.

Note 1: If the working voltage (V) is lower than the rated voltage (V_R), the capacitor may work at higher dv/dt. In this case the maximum value allowed is obtained multiplying the above value (see table dv/dt) with the ratio V_R/V.The pulse characteristic K₀ depends on the voltage wave-form and in any case it cannot overcome the value given in the above table.

ARCOTRONICS

R82

MKT Series

METALLIZED POLYESTER FILM CAPACITOR
MULTIPURPOSE APPLICATIONS $p = 5 \text{ mm}$

PRODUCT CODE: R82

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Rated voltage (V_R): 50Vdc - 63Vdc - 100Vdc
250Vdc - 400Vdc

Rated temperature (T_R): +85°C

Temperature derated voltage:

for temperatures between +85°C and +105°C a decreasing factor of 1.25% per degree °C on the rated voltage V_R has to be applied.

Capacitance range: 1000pF to 4.7μF

Capacitance values:

E6 series (IEC 60063 Norm).

Capacitance tolerances (measured at 1 kHz):

± 5% (J); ± 10% (K); ± 20% (M).

Total self-inductance (L): ≈ 7nH
(lead length ~2mm)

Dissipation factor (DF):

$\text{tg}\delta \times 10^{-4}$ at +25°C ± 5°C

kHz	$C \leq 0.1\mu\text{F}$	$C > 0.1\mu\text{F}$
1	≤ 80	≤ 80
10	≤ 120	≤ 120
100	≤ 250	

Insulation resistance:

Test conditions

Temperature: +25°C ± 5°C

Voltage charge time: 1 min

Voltage charge: 50 Vdc for $V_R < 100$ Vdc
100 Vdc for $V_R \geq 100$ Vdc

Performance

For $V_R \leq 100$ Vdc

≥ 15000MΩ for $C \leq 0.33\mu\text{F}$

≥ 5000 s for $C > 0.33\mu\text{F}$ and $\leq 1\mu\text{F}$

≥ 1000 s for $C > 1\mu\text{F}$

For $V_R > 100$ Vdc

≥ 30000MΩ

Test voltage between terminals:

$1.4 \times V_R$ applied for 2 s at +25°C ± 5°C

TEST METHOD AND PERFORMANCE**Damp heat, steady state:**

Test conditions

Temperature: +40°C ± 2°C

Relative humidity (RH): 93% ± 2%

Test duration: 56 days

Performance

Capacitance change |ΔC/C|: ≤ 5%

DF change (Δtgδ): ≤ 50×10^{-4} at 1kHz

Insulation resistance: ≥ 50% of initial limit.

Endurance:

Test conditions

Temperature: +100°C ± 2°C

Test duration: 2000 h

Voltage applied: $1.25 \times V_c$

Performance

Capacitance change |ΔC/C|: ≤ 5%

DF change (Δtgδ): ≤ 30×10^{-4} at 10kHz for $C \leq 1\mu\text{F}$
≤ 20×10^{-4} at 1kHz for $C > 1\mu\text{F}$

Insulation resistance: ≥ 50% of initial limit.

Resistance to soldering heat:

Test conditions

Solder bath temperature: +260°C ± 5°C

Dipping time (with heat screen): 10 s ± 1 s

Performance

Capacitance change |ΔC/C|: ≤ 2%

DF change (Δtgδ): ≤ 30×10^{-4} at 10kHz for $C \leq 1\mu\text{F}$
≤ 20×10^{-4} at 1kHz for $C > 1\mu\text{F}$

Insulation resistance: ≥ initial limit.

Long term stability (after two years):

Storage standard environmental conditions (see page 11).

Performance

Capacitance change |ΔC/C|: ≤ 3% for $C \leq 0.1\mu\text{F}$
≤ 2% for $C > 0.1\mu\text{F}$

RELIABILITY

Reference MIL HDB 217

Application conditions:

Temperature: +40°C ± 2°C

Voltage: $0.5 \times V_R$

Failure rate: ≤ 1 FIT

(1 FIT = 1×10^{-9} failures/components × h)

Failure criteria:

(according to DIN 44122)

Short or open circuit

Capacitance change |ΔC/C|: > 10%

DF change (Δtgδ): > $2 \times$ initial limit.

Insulation resistance: < $0.005 \times$ initial limit.

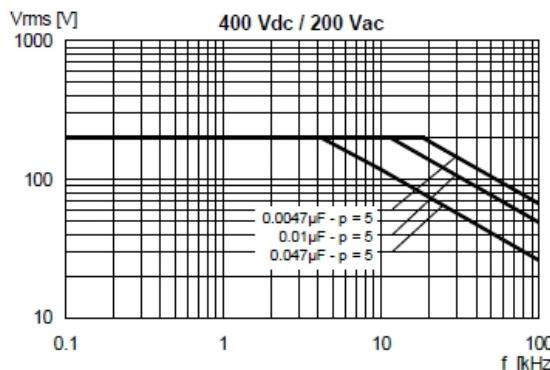
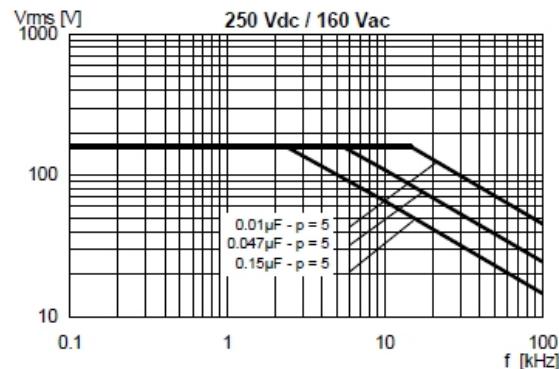
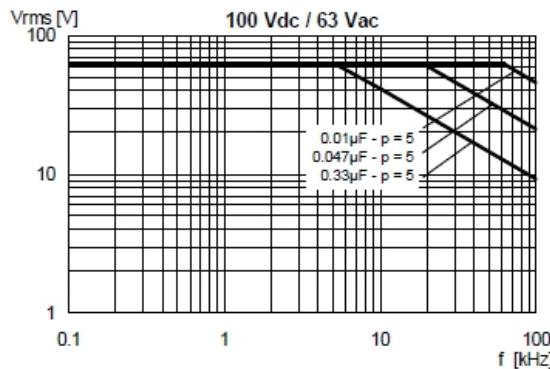
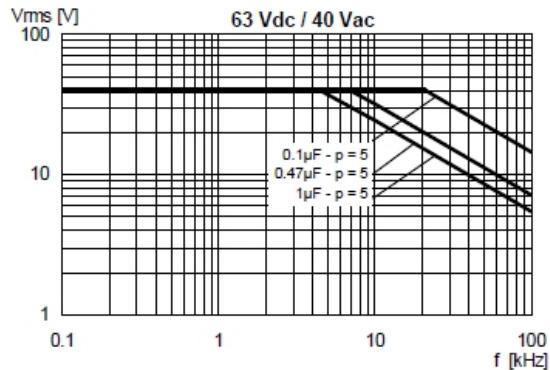
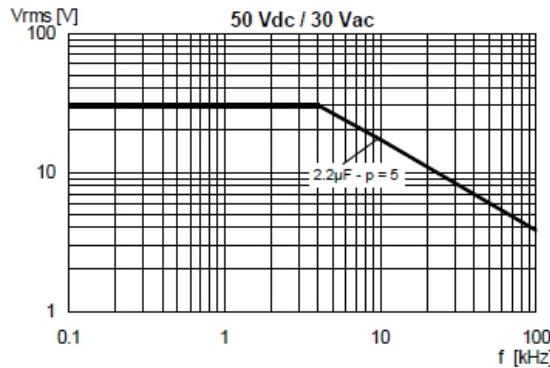
ARCOTRONICS

R82

MKT Series

METALLIZED POLYESTER FILM CAPACITOR
MULTIPURPOSE APPLICATIONS $p = 5 \text{ mm}$

PRODUCT CODE: R82

MAX. VOLTAGE (V_{r.m.s.}) VERSUS FREQUENCY (sinusoidal wave-form / $T_h \leq 40^\circ\text{C}$)Note: p (pitch) in mm.

5.5 Referencias

- [1] Libro: Esteban del Castillo Pérez, Implementación de una plataforma hardware/software para la experimentación en control digital directo: controladores PID y Fuzzy, Grup Artyplan, 2003.
- [2] Libro: Esteban del Castillo Pérez, Informática Industrial II Apuntes, 2000/2001.
- [3] Apuntes: José Luís Ramírez Falo, Sistemas Digitales II: Sistemas basados en microprocesadores, 2004/2005.
- [4] Manual: MetaLink Corporation, 8051 CROSS ASSEMBLER USER'S MANUAL, MetaLink Corporation, 1999.
- [5] Documento Técnico: Jumo Control S.A., Construcción y Aplicación de Termoresistencias, 00307201, Jumo Control S.A., 2005.
- [6] Documento Técnico: Analog Devices, ADuC812: MicroConverter, Multichannel 12-Bit ADC with Embedded Flash MCU, REV. E, Analog Devices, 2003.
- [7] Documento Guía: Analog Devices, ADuC8xx SAR Evaluation Board Reference Guide, Versión A.3, Analog Devices, 2003.
- [8] Tutorial: Analog Devices, ADuC8XX GetStarted Guide, REV. 1.1, Analog Devices, 2003.
- [9] Manual: National Instruments Corporation, LabVIEW Communications VI Reference Manual, Part Number. 320587C-01, National Instruments Corporation, 1995.
- [10] Tutorial: Henry Antonio Roncancio. Grupo LIV, Héctor Cifuentes, TUTORIAL DE LABVIEW, Universidad Distrital “Francisco Jose de Caldas”, Laboratorio de Electrónica, 2001.
- [11] Página Web: <http://www.analog.com>
- [12] Página Web: <http://www.datasheetcatalog.com>
- [13] Página Web: <http://www.ussensor.com>
- [14] Página Web: <http://www.temperatures.com>
- [15] Página Web: <http://www.programmersheaven.com>
- [16] Página Web: <http://www.datasheetarchive.com>
- [17] Página Web: <http://www.siliconix.com>
- [18] Página Web: <http://www.intersil.com>
- [19] Página Web: <http://www.fairchildsemi.com>
- [20] Página Web: <http://www.national.com>
- [21] Página Web: <http://www.thermometricscorp.com>
- [22] Página Web: <http://www.capgo.com>
- [23] Página Web: <http://es.rs-online.com/web/>
- [24] Página Web: <http://es.farnell.com/>