

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Concepción del Uruguay
Ingeniería Electromecánica

PROYECTO FINAL DE CARRERA (P F C)

“Adquisición de las variables principales del Reactor de
Nitruración”

Proyecto N°: PFC 1804-A

Autores:

Caballero, Mario Alberto
Morales, Juan Cruz

Tutores:

Ing. Velazquez, Eduardo
Dr. Brühl, Sonia

Dirección de Proyectos:

Ing. Puente, Gustavo
Ing. Aníbal de Carli

AÑO 2018

Resumen ejecutivo

Actualmente la lectura y toma de datos del reactor de nitruración perteneciente al Grupo de investigación de Ingeniería en Superficies (GIS) de la FRCU, se realiza manualmente, quedando la totalidad de los datos relevados por ensayo y su fiabilidad, en manos del operario.

Por esto surgió la necesidad de diseñar un sistema de adquisición de datos autónomo para su posterior construcción e implementación, que se ajuste a las necesidades técnicas y a las restricciones económicas que presenta actualmente el GIS, por lo que se volcó a utilizar los elementos de mejor características técnicas disponibles en la facultad y para los elementos faltantes se buscó aquellos que tengan los costes más bajos.

Abstract

Currently, the reading and data acquisition of the nitriding reactor, which is property of the Surface Engineering R&D Group (GIS) of the FRCU, it is being done manually. For this reason, the amount of data obtained and the reliability of it depends on the operator of the reactor.

It is for this, that designing an automatic data acquisition system, for its later making and implementation, turned out to be a need. This system would have to meet the technical requirements and fit within the economical restrictions of the group. The project tried to use the elements with the best technical features available in the university, while aiming for the cheapest options in the market for the ones that were not.

Agradecimientos

Queremos agradecerle particularmente a la Dra. Sonia Brühl y al GIS en general, por todo el tiempo dedicado a acompañar el desarrollo del proyecto y facilitarnos el acceso a los equipos sobre los cuales se realizó este trabajo.

También al Ing. Eduardo Velázquez por ayudarnos y facilitarnos la toma de decisiones, así como también por estar siempre abierto a nuestras consultas.

Agradecimientos por parte de Mario Caballero

Ante todo quiero agradecer en primer lugar a mi padre, Luis Alberto Caballero, por el incentivo y apoyo continuo, aporte de todos los recursos necesarios y mi pilar para poder finalizar la carrera.

A mi compañera de vida y nuestra querida Michelle por motivarme y ayudarme en todas las circunstancias que se fueron presentando.

A mi madre, a mis amigos Mabel y Pablo, y también a mi madre postiza Mónica por estar siempre y compartir conmigo todo este último tramo.

Quiero agradecer también a mi compañero de trabajo Juan Cruz Morales, por su entera disposición, carisma y tiempo entregado en el estudio, armado y culminación de este proyecto.

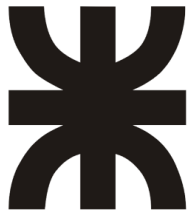
Y para concluir agradezco a mis compañeros, colegas, profesionales, amigos y familiares que de una u otra forma aportaron su granito de arena durante el transcurso final.

Agradecimientos por parte de Juan Cruz Morales

A mi tío, Adolfo Bordet el cual me brindó su apoyo en todo momento, facilitándome información que considero que fue muy importante para el desarrollo del trabajo.

Además quiero agradecer a mis amigos en general por estar siempre al lado mío, y particularmente a Bruno Alderete, a Leandro Londra y a Diego Kautz por acompañarme y apoyarme durante todo el transcurso de la carrera.

Y para finalizar quiero agradecerles a las personas que fueron más importantes para que hoy pueda estar aquí, a mis padres, a mis hermanos y a mi abuelo.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Concepción del Uruguay
Ingeniería Electromecánica

**PROYECTO FINAL DE CARRERA
(P F C)**

“Adquisición de las variables principales del Reactor de
Nitruración”

Introducción y Situación Problemática

AÑO 2018

Contenido

1	Introducción	3
1.1	Marco Teórico	3
1.1.1	Nitruración.....	3
1.1.2	La Nitruración iónica o por plasma	4
1.1.3	Introducción a los sistemas de Adquisición de Datos	5
1.1.4	Plataforma Arduino	6
1.1.5	Arduino y los sistemas de adquisición de datos	7
2	Motivación	7

1 Introducción

1.1 Marco Teórico

1.1.1 Nitruración

La nitruración es un tratamiento termoquímico empleado en el endurecimiento superficial en piezas de acero.

Se aplica principalmente a piezas sometidas regularmente a grandes fuerzas de rozamiento y de carga, tales como pistas de rodamientos, camisas de cilindros, árboles de levas, engranajes sin fin, etc. Estas aplicaciones requieren que las piezas tengan un núcleo con cierta plasticidad, que absorban golpes y vibraciones, y una superficie de gran dureza que resista la fricción y el desgaste.

Las piezas que se hayan nitrurado se pueden utilizar en trabajos con temperaturas de hasta 500 °C, la cual es denominada de nitruración, ya que al alcanzarse el nitrógeno comienza a escaparse de ellas, eliminando los efectos del proceso y disminuyendo la dureza superficial de las piezas.

No todos los aceros son aptos para nitrurar, debido a que en ocasiones el procedimiento puede resultar contraproducente, tales como los aceros al carbono en los que el nitrógeno penetra demasiado rápido en la estructura y la capa de nitrurado tiende a desprenderse. Los aceros más recomendables son los que presentan aleaciones con cromo, vanadio, aluminio, wolframio y molibdeno, ya que forman nitruros estables a la temperatura de tratamiento.

Existen cuatro tipos diferentes de nitruración:

- Nitruración gaseosa.
- Nitruración líquida.
- Nitruración sólida.
- Nitruración iónica.

1.1.1.1 Nitruración gaseosa

La nitruración se realiza en hornos de atmósfera controlada en los que la pieza se lleva a temperaturas entre 500 °C y 575 °C en una atmósfera nitrurante, principalmente compuesta de vapores de amoníaco descompuesto en nitrógeno e hidrógeno. En esta descomposición, el nitrógeno, más denso que el hidrógeno, se desplaza hacia la zona inferior de la cámara, entrando en contacto con la pieza y formando nitruros de hierro (compuesto duro y frágil) en su superficie. Este proceso se basa en la afinidad que tiene los elementos de aleación del acero por el nitrógeno procedente de la disociación del amoníaco. Los parámetros más importantes de este proceso son la temperatura, la presión, el flujo de amoníaco, la acción catalítica del acero de la pieza a nitrurar.

1.1.1.2 Nitruración en baño de sales

La nitruración en baño de sales se realiza a la misma temperatura que la nitruración gaseosa, entre 500 °C y 575 °C. Para ello se introduce la pieza en un baño de sales fundidas compuesto por cianuros y cianatos en estado fundido. Durante este tratamiento, el material absorbe C y N del baño. Dadas las bajas temperaturas a las que se opera, la carburación es muy pequeña, dando paso a la nitruración. Así se forma una capa cuya composición química es de un 25% de carburos y de un 75% de nitruros de hierro.

1.1.1.3 Nitruración sólida

En la nitruración sólida las piezas se colocan cubiertas por una pasta de sustancia nitrurante que se eleva a una temperatura entre 520 °C y 570 °C durante 12 horas.

1.1.2 *La Nitruración iónica o por plasma*

Es un tipo de nitruración gaseosa dirigida a aumentar la velocidad de difusión del nitrógeno y reducir el tiempo de tratamiento. Se realiza dentro de un reactor donde se ha hecho vacío antes de introducir los gases de nitruración. Estableciéndose un circuito eléctrico en el que la pieza a nitrurar es el cátodo, y por efecto del calor, el nitrógeno molecular se descompone e ioniza. Con ello se produce la difusión del nitrógeno por la superficie y la consiguiente formación de nitruros con los elementos de aleación libres en el material base (Imagen ISP – 1).

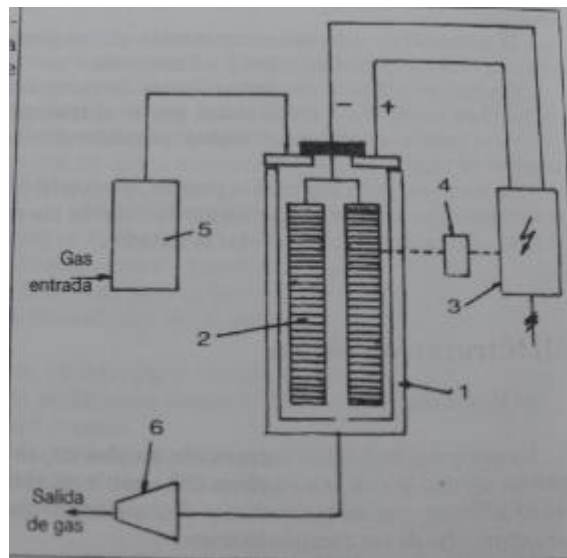


Imagen ISP – 1: Esquema de la instalación para nitruración iónica.

Durante el proceso, la reactividad de los medios de nitruración no se debe a la temperatura sino al estado de gas ionizado, donde se utilizan intensos campos eléctricos para generar moléculas ionizadas del gas alrededor de la superficie a ser nitrurada. Tal gas altamente activo con las moléculas ionizadas se llama plasma. El gas usado para este proceso es usualmente nitrógeno puro gaseoso.

Puesto que los iones de nitrógeno están disponibles en la ionización, su eficiencia no depende de la temperatura, por lo tanto, se puede realizar en un amplio intervalo de ellas, que va desde 260 °C a más de 600 °C.

En el proceso se utilizan otros gases como el hidrógeno y argón, para producir una limpieza de las superficies de las piezas, y es denominado Sputtering, el cual elimina de forma efectiva la capa de óxido, y puede eliminar además capas finas de disolventes que podrían presentar las mismas.

Por lo general los aceros son muy beneficiados con dicha técnica. La ventaja está relacionada con el control de cierre de la microestructura nitrurada, permitiendo nitruración con o sin formación de capa del compuesto. Y no solo mejora el rendimiento de las piezas metálicas, sino también aumenta la vida útil de funcionamiento, el límite de deformación y la resistencia a la fatiga de los metales que son tratados.

Una pieza nitrurada por plasma está generalmente lista para usarse. No requiere mecanizado, pulido o cualquier otra operación o nitruración posterior. Así el proceso es fácil de usar, ahorra energía ya que funciona más rápido, y causa poca o ninguna distorsión.

La nitruración iónica es a menudo usada junto con la deposición física de vapor, proceso denominado Tratamiento Dúplex, para obtener mejores beneficios.

Como se puede observar este tipo de nitruración requieren de mayor control sobre las variables que permiten generar el ambiente óptimo de nitruración. Dichos parámetros son la presión de vacío, la corriente, el potencial aplicado al reactor, temperatura del proceso, caudal de gases y tiempo de exposición a la tensión aplicada sobre el reactor.

De las distintas variantes en el proceso de la nitruración aquí presentadas, en ésta facultad regional se utiliza para investigación un equipo de Nitruración Iónica, el cual posee las siguientes ventajas respecto de las otras variantes:

- Produce mayor resistencia al desgaste y mayor tenacidad. La calidad de la superficie después del tratamiento es óptima y queda lista para entrar en servicio.
- El plasma actúa en forma homogénea, aún en piezas de geometría compleja y produce una capa de espesor uniforme; puede aplicarse parcialmente en las zonas donde sea necesario.
- La nitruración iónica es la que menos afecta la rugosidad y el aspecto de la superficie, por esta razón se aplica a piezas terminadas y componentes de alta precisión. La calidad de la superficie tratada produce una mejora significativa frente a la corrosión.
- Se realizan a menor temperatura y durante menos tiempo que en el caso de la nitruración gaseosa. Lo que permite obtener máxima dureza en la superficie sin afectar las propiedades del núcleo.
- El calentamiento y enfriamiento es en vacío, por lo que las distorsiones o cambios dimensionales son mínimos o nulos.
- Al realizarse a menor temperatura es posible aplicar esta tecnología a mayor número de materiales.
- Es la única tecnología aplicable con éxito a los aceros inoxidable austeníticos.
- Es una tecnología absolutamente NO contaminante.

1.1.3 Introducción a los sistemas de Adquisición de Datos

Debido al gran crecimiento que tuvo el control digital, tanto los sistemas de adquisición de datos como los de distribución se convirtieron en una parte importante de todo el sistema de control.

La conversión de señales que tiene lugar en el sistema de adquisición de datos involucra las operaciones siguientes:

1. Multiplexación y demultiplexación
2. Muestreo y retención
3. Conversión analógico-digital (cuantificación y codificación)

Estas operaciones se pueden observar en el siguiente diagrama de bloques:

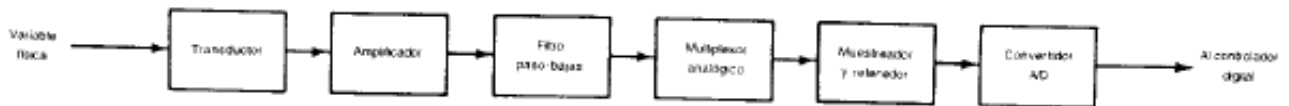


Imagen ISP – 2: Diagrama de bloques

En un sistema de adquisición de datos, la entrada al sistema es una variable física tal como posición, velocidad, aceleración, temperatura o presión. Dichas variables primero se convierten en una señal eléctrica (de voltaje o corriente) mediante un transductor apropiado. Una vez convertida, el resto del proceso de adquisición de datos se hace por medios electrónicos.

En la Imagen ISP – 2 el amplificador que sigue al transductor ejecuta una o más de las siguientes funciones: amplificar el voltaje de salida del transductor; convertir la señal de corriente en una de voltaje; o aislar la señal. El filtro paso-bajas que sigue al amplificador atenúa las componentes de alta frecuencia de la señal, tales como señales de ruido. La salida del filtro es una señal analógica, la cual alimenta a un multiplexor analógico. La salida del multiplexor se alimenta al circuito de muestreo y retención, cuya salida a su vez, se alimenta al convertidor analógico-digital. La salida del convertidor es la señal en forma digital la cual alimenta el controlador digital.

1.1.4 Plataforma Arduino

Arduino es una plataforma de prototipos electrónica de código abierto (open-source) basada en hardware y software flexibles y fáciles de usar. (Imagen ISP – 3) Arduino puede sentir el entorno mediante la recepción de entradas desde una variedad de sensores y puede interactuar con su alrededor mediante diversos tipos de actuadores. El microcontrolador de la placa se programa usando *Arduino Programming Language* (basado en Wiring) y el *Arduino Development Environment* (basado en Processing). Los proyectos de Arduino pueden ser autónomos o se pueden comunicar con software en ejecución en un ordenador (por ejemplo con *Flash*, *Processing*, *MaxMSP*, etc.). Las placas se pueden ensamblar a mano o encargarse preensambladas; el software se puede descargar gratuitamente.



Imagen ISP – 3: Arduino mega

1.1.5 Arduino y los sistemas de adquisición de datos

Mediante la plataforma de Arduino se pueden aglomerar varias de las operaciones del diagrama de bloques mencionado en la Imagen ISP – 2. Las cuales serían el Multiplexor analógico, el muestreador y retenedor, y el conversor A/D. Debido a que la plataforma permite agrupar estos tres pasos para la adquisición de datos y además da múltiples posibilidades de desarrollo, como ser la posibilidad de vincularla con un software programado específicamente de acuerdo con las necesidades requeridas, así como una reducción de costos frente a otras opciones disponibles en el mercado, se cree que la plataforma cumple con las características técnicas y económicas necesarias para adoptarla en el desarrollo del sistema.

2 Motivación

La Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional del Uruguay (FRCU), posee un Grupo de Ingeniería de Superficies (GIS) que se dedica a la investigación aplicada y el desarrollo tecnológico en el área de tratamientos superficiales de metales a través de técnicas que involucran plasmas. Cuya meta es aumentar la resistencia al desgaste y a la corrosión de componentes de acero para aumentar su vida útil y su rango de aplicación. Dentro de las instalaciones de la facultad, este grupo realiza en su laboratorio el tratamiento de endurecimiento superficial mediante la nitruración iónica. Para lo cual se diseñó y construyó un reactor de Nitruración por plasma. Dicho reactor en el momento que se proyectó no se contempló incorporar un sistema de adquisición de datos debido a los costos en los que se debía incurrir para desarrollarlo, por lo cual algunos de sus instrumentos no están adecuados para realizar mediciones digitales. (Imagen ISP – 4)

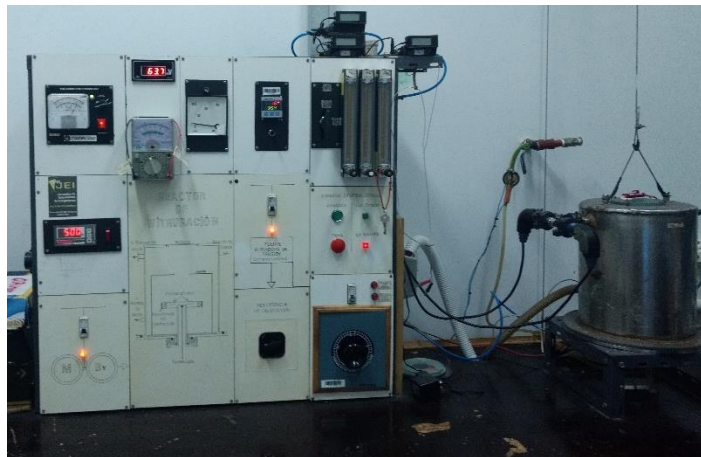
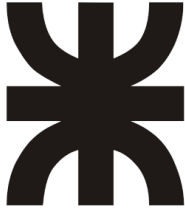


Imagen ISP – 4: Grupo de nitruración iónica GIS

Actualmente el GIS ha visto la posibilidad de adecuar el sistema para tener una toma de datos más confiable y amplia. Es por esto que ha surgido la motivación de diseñar un sistema de adquisición de datos así como también el software respectivo para almacenar y graficar las distintas variables.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Concepción del Uruguay
Ingeniería Electromecánica

**PROYECTO FINAL DE CARRERA
(P F C)**

“Adquisición de las variables principales del Reactor de
Nitruración”

Objetivos, Alcances y Plan de Trabajos

AÑO 2018

Contenido

1	Objetivos	3
2	Alcances	3
3	Plan de trabajo	3

1 Objetivos

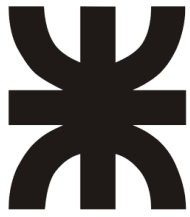
- Diseñar el sistema de adquisición de datos
- Ingeniería de detalle de los cambios a realizar sobre el sistema original

2 Alcances

- Ingeniería de detalle de la electrónica a implementar dentro del sistema
- El proyecto incluye el desarrollo del software para PC.

3 Plan de trabajo

1. Relevamiento de la instalación actual
2. Identificación de las principales variables
3. Estudio del problema
4. Identificación de las partes reutilizables
5. Ingeniería de detalle



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Concepción del Uruguay
Ingeniería Electromecánica

**PROYECTO FINAL DE CARRERA
(P F C)**

“Adquisición de las variables principales del Reactor de
Nitruración”

Ingeniería Básica

AÑO 2018

Contenido

1	Necesidad	3
2	Solución	3
2.1.1	Esquema del hardware propuesto.....	4
2.1.2	Esquema del software.....	4
3	Tecnologías adoptadas	5
3.1	Plataforma Arduino	5
3.2	Software LabView	5

1 Necesidad

Durante la realización del ensayo, las distintas variables a controlar se obtienen de forma manual mediante instrumentos analógicos o digitales ubicados en el tablero de control.



Imagen IB-1: Equipo de nitruración

2 Solución

Mediante las salidas de cada uno de los instrumentos utilizados se obtendrá una señal, la cual luego de ser acondicionada ingresará a la plataforma de adquisición de datos. Posteriormente dicha plataforma, a través de un software podrá visualizar las distintas variables del proceso.

2.1.1 Esquema del hardware propuesto

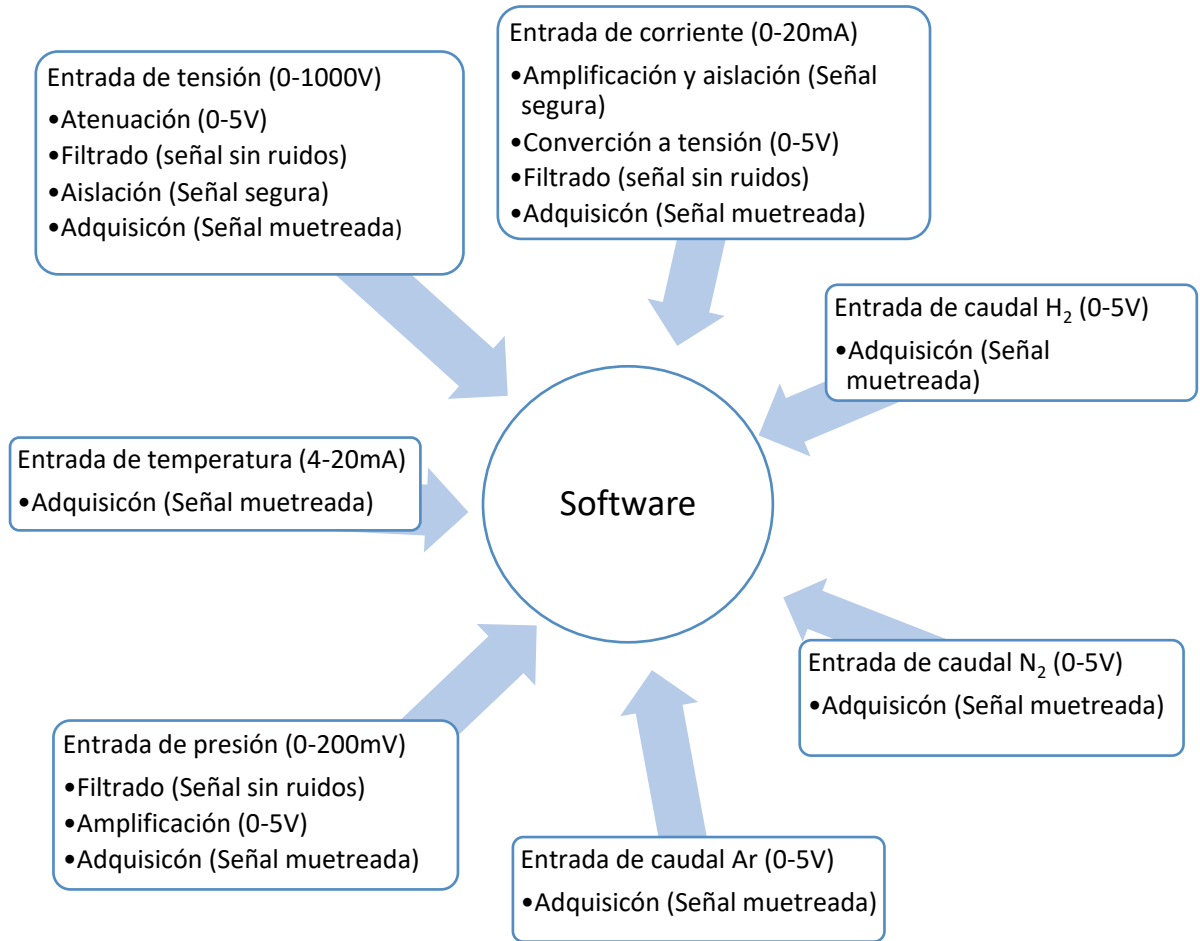
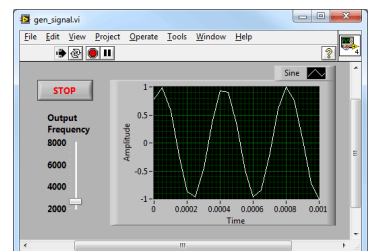
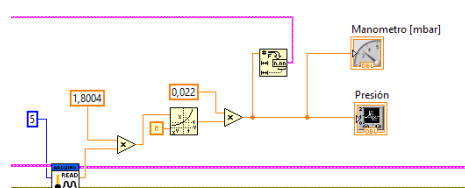


Imagen IB-2: Diagrama de bloques hardware

2.1.2 Esquema del software



25



3 Tecnologías adoptadas

3.1 Plataforma Arduino

Arduino es una plataforma de prototipos electrónica de código abierto (open-source) basada en hardware y software flexibles y fáciles de usar. (Figura 1.1.3 - 1) Arduino puede sentir el entorno mediante la recepción de entradas desde una variedad de sensores y puede interactuar con su alrededor mediante diversos tipos de actuadores. El microcontrolador de la placa se programa usando *Arduino Programming Language* (basado en *Wiring*) y el *Arduino Development Environment* (basado en *Processing*). Los proyectos de Arduino pueden ser autónomos o se pueden comunicar con software en ejecución en un ordenador (por ejemplo con *Flash*, *Processing*, *MaxMSP*, etc.). Las placas se pueden ensamblar a mano o encargarse preensambladas; el software se puede descargar gratuitamente.



Imagen IB-3: Arduino mega

3.2 Software LabView

Este software posee un entorno de desarrollo con un lenguaje de programación visual o gráfico facilitando la programación. Los programas diseñados en él disponen de un diagrama de bloques donde se realiza la programación y una pantalla de visualización en la que se muestran los valores de las magnitudes que están siendo relevadas.

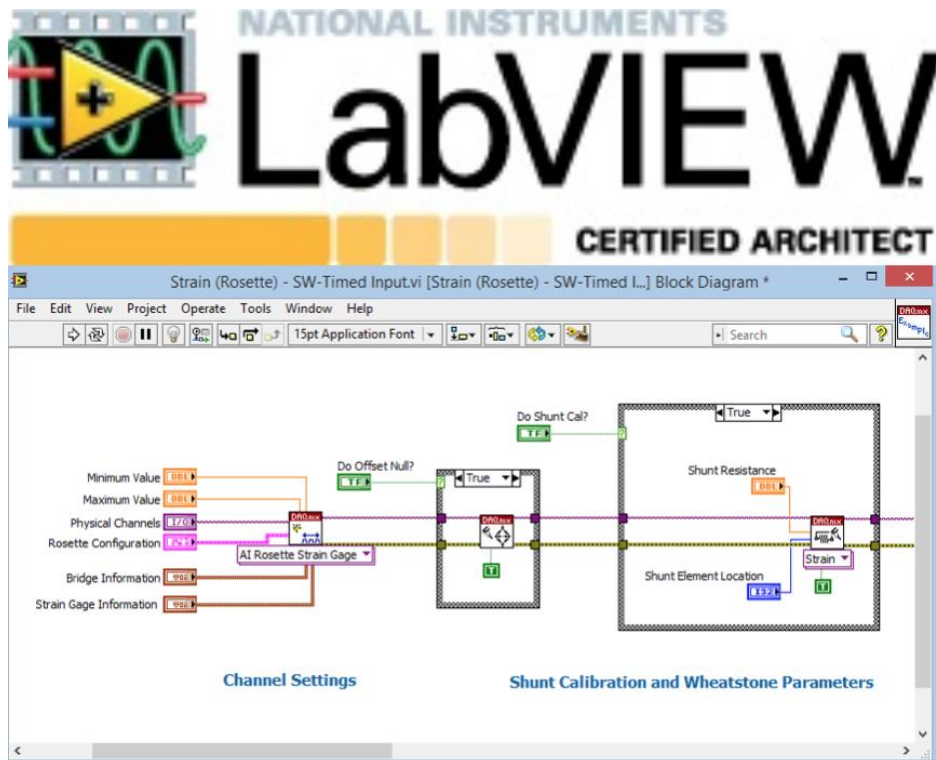
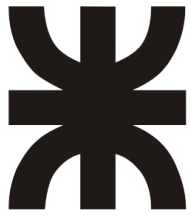


Imagen IB-4: Software LabVIEW



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Concepción del Uruguay
Ingeniería Electromecánica

**PROYECTO FINAL DE CARRERA
(P F C)**

“Adquisición de las variables principales del Reactor de
Nitruración”

Ingeniería de Detalles

AÑO 2018

Contenido

1	Instalación actual del Reactor	2
2	Selección de los componentes.....	3
2.1	Plataforma principal	3
2.2	Tensión	3
2.2.1	Divisor de Tensión	3
2.2.2	Filtro.....	3
2.2.3	Aislación	4
2.2.4	Transmisión	4
2.3	Presión de Vacío.....	4
2.3.1	Filtro.....	5
2.3.2	Amplificación.....	5
2.4	Corriente	5
2.4.1	Conversión.....	5
2.4.2	Amplificación.....	5
2.4.3	Filtro.....	6
2.5	Temperatura	6
2.5.1	Transmisión	6
2.5.2	Filtrado.....	6
2.6	Caudal de Gases	6
2.6.1	Filtrado.....	6
2.6.2	Transmisión	7
2.7	Fuente.....	7
2.8	Accesorios	7
3	Circuitos	7
4	Software.....	8
5	Codificación de Planos.....	9
5.1	Lista de planos.....	9
6	Lista de Materiales	10

1 Instalación actual del Reactor

En la **Memoria de Cálculo**, capítulo 2 y 3, se llevó a cabo el relevamiento de todos los elementos que componen la instalación del laboratorio para realizar el ensayo de nitruración iónica, donde se pueden observar cada uno de los detalles de sus respectivas salidas y conexiones presentes. Además también se identificaron cuáles son las variables más críticas que se deben controlar para que dicho ensayo se realice de forma eficiente.

2 Selección de los componentes

La justificación de la adopción de cada uno de los componentes que se presentan a continuación se encuentra en la **Memoria de Cálculo**.

2.1 Plataforma principal

Se seleccionó el siguiente elemento:

Elemento	Arduino
Tipo	Mega
Modelo	2560r

Para conocer las características del componente ver el capítulo *Arduino Mega (DSAm)* del **Anexo Datasheets**.

Para conocer los detalles de la selección y otras alternativas disponibles, ver el capítulo 4 de la **Memoria de Cálculo**.

2.2 Tensión

Para el acondicionamiento de la señal de tensión se seleccionaron los siguientes componentes.

2.2.1 Divisor de Tensión

Elemento	Resistor	Resistor	Potenciómetro
Valor	3K3	1M	1K
Potencia	1 W	1 W	1 W
Tolerancia	+/- 5 %	+/- 5%	+/- 10%
Ajuste	-	-	Horizontal

2.2.2 Filtro

Elemento	Capacitor
Valor	0,01 μ F
Tensión	50 VDC
Tipo	Cerámico

2.2.3 Aislación

Elemento	Optoacoplador
Modelo	6N137
Encapsulado	DIP

Para conocer las características del componente ver el capítulo *Optoacoplador (DS6N137)* del **Anexo Datasheets**.

2.2.4 Transmisión

Elemento	I ² C Extensor Bus
Modelo	P82B96
Encapsulado	DIP

Para conocer las características del componente ver el capítulo *Extensor Bus I2C (DSP82B96)* del **Anexo Datasheets**.

Elemento	Arduino
Tipo	Nano

Para conocer las características del componente ver el capítulo *Arduino Nano (DSAn)* del **Anexo Datasheets**.

Elemento	Capacitor
Valor	0,1 μ F
Tensión	50 VDC
Tipo	Cerámico

Elemento	Resistor	Resistor
Valor	2K2	560
Potencia	1 W	1 W
Tolerancia	+/- 5 %	+/- 5%

Elemento	Transistor
Modelo	2N2907
Tipo	PNP

Para conocer las características del componente ver el capítulo *Transistor (DS2N2907)* del **Anexo Datasheets**.

Para conocer los detalles del cálculo, selección y otras alternativas de los elementos de la sección, ver el apartado 5.1 de la **Memoria de Cálculo**.

2.3 Presión de Vacío

Para el acondicionamiento de la señal de la presión de vacío se seleccionaron los siguientes componentes.

2.3.1 Filtro

Elemento	Capacitor
Valor	0,1 μ F
Tensión	50 VDC
Tipo	Cerámico

2.3.2 Amplificación

Elemento	Amplificador de Instrumentación
Modelo	AD620
Encapsulado	DIP

Para conocer las características del componente ver el capítulo *Amplificador de Instrumentación (DSAD620)* del **Anexo Datasheets**.

Elemento	Resistor
Valor	2K2
Potencia	1 W
Tolerancia	+/- 5 %

Para conocer los detalles del cálculo, selección y otras alternativas de los elementos de la sección, ver el apartado 5.2 de la **Memoria de Cálculo**.

2.4 Corriente

Para el acondicionamiento de la señal de corriente se seleccionaron los siguientes componentes:

2.4.1 Conversión

Elemento	Resistor
Valor	1
Potencia	1 W
Tolerancia	+/- 5%

2.4.2 Amplificación

Elemento	Amplificador de Instrumentación
Modelo	AD620
Encapsulado	DIP

Para conocer las características del componente ver el capítulo *Amplificador de Instrumentación (DSAD620)* del **Anexo Datasheets**.

2.4.3 Filtro

Elemento	Capacitor
Valor	0,1 μ F
Tensión	50 VDC
Tipo	Cerámico

Para conocer los detalles del cálculo y selección todos los elementos de la sección, ver el apartado 5.3 de la **Memoria de Cálculo**.

2.5 Temperatura

Para el acondicionamiento de la señal de temperatura se seleccionaron los siguientes componentes.

2.5.1 Transmisión

Elemento	PID
Marca	Novus
Modelo	N2020

Para conocer las características del componente ver el capítulo *Controlador PID (DSN2020)* del **Anexo Datasheets**.

2.5.2 Filtrado

Elemento	Capacitor
Valor	0,1 μ F
Tensión	50 VDC
Tipo	Cerámico

Para conocer los detalles del cálculo, selección y otras opciones de los elementos de la sección, ver el apartado 5.4 de la **Memoria de Cálculo**.

2.6 Caudal de Gases

Para el acondicionamiento de la señal de los caudalímetros de gases se seleccionaron los siguientes componentes.

2.6.1 Filtrado

Elemento	Capacitor
Valor	0,1 μ F
Tensión	50 VDC
Tipo	Cerámico

Elemento	Resistor
Valor	2K2
Tensión	50 VDC
Tolerancia	+/- 10 %

2.6.2 Transmisión

Elemento	Ficha	Ficha
Modelo	DB9	DB9
Tipo	Macho	Hembra

Elemento	Cable
Tipo	Audio Estéreo

Para conocer los detalles del cálculo y selección todos los elementos de la sección, ver el apartado 5.5 de la **Memoria de Cálculo**.

2.7 Fuente

Se seleccionaron las siguientes fuentes de energía:

Elemento	Fuente	Fuente
Potencia	400 W	10 W
Tensión de entrada	115V / 230 V	100 – 240 V
Tensión de salida	-12 V a 12 V	5,3 V

Para conocer los detalles de selección de los elementos, ver el capítulo 6 de la **Memoria de Cálculo**.

2.8 Accesorios

Se seleccionaron los siguientes accesorios adicionales:

Elemento	Bornera para pcb	Conector	Conector	Conector	Conector
Modelo	Serie 301	BNC	BNC	Xlr	Xlr
Tipo	2 bornes	Macho	Hembra	Hembra para chasis	Macho

Para conocer los detalles de selección de los elementos, ver el capítulo 7 de la **Memoria de Cálculo**.

3 Circuitos

Para la impresión de los circuitos que corresponden a ambas placas se deben de utilizar los archivos adjuntos a este trabajo que se encuentran en el formato de Eagle denominado "EAGLE board" y se deberá de elegir el modo de impresión acorde al tipo de técnica de producción. Además también se encuentran disponibles los archivos "EAGLE schematic" los cuales muestran los elementos y las conexiones de forma esquemática, permitiendo la modificación de las mismas así como también de los elementos.

Estos archivos portan los nombres de:

- Placa Arduino Nano.brd
- Placa Arduino Nano.sch
- Placa principal.brd
- Placa principal.sch

4 Software

Los softwares que se deberán cargar se detallan a continuación:

- Software Arduino Nano: se debe cargar el archivo "I2C.ino" que se anexa al proyecto. Dicho software es el que permite la comunicación I²C del Arduino nano con el Arduino mega y la adquisición de la señal de tensión. Dicho software se encuentra programado en la interfaz de programación de Arduino.
- Software Arduino Mega: se debe cargar el archivo "LIFA_Base.ino" que también se anexa al proyecto. Dicho software es el que permite la comunicación vía puerto serie entre el Arduino mega y el software LabVIEW. Dicho software se encuentra programado en la interfaz de programación de Arduino.
- Software LabVIEW: se debe de abrir el archivo "Nitrurador.vi" que también se anexa al proyecto. Dicho software es el encargado de generar la interfaz de usuario y con el cual los responsables del control de las variables del nitrurador tendrán contacto.

Todos los softwares antes nombrados se encuentran mejor detallados en la memoria de cálculo sección 7. Y además para poder comprender como se deben de utilizar los mismos por parte el usuario se encuentra disponible un manual de usuario adjunto a este proyecto.

5 Codificación de Planos

Para organizar mejor los planos se realiza la siguiente codificación.

Codificación de Planos		
Proyecto	Tipo de elemento	Tipo de plano
1804A	P1 = Placa 1	E = Esquema
	P2 = Placa 2	
	C1 = Base Carcasa	C = Conexión
	C2 = Tapa Carcasa	
	TP = Todas las partes	M = Ensamblaje

5.1 Lista de planos

1. 1804A-P2-E.
2. 1804A-P1-E.
3. 1804A-P1P2-C.
4. 1804A-C1-E.
5. 1804A-C2-E.
6. 1804A-TP-M.

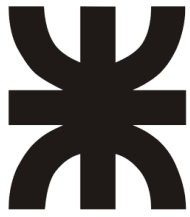
6 Lista de Materiales

La tabla final de los materiales se detalla a continuación.

Componente	Código	Valor - Tipo	Cantidad
Arduino	NTP1	Nano	1
Arduino	MXP2	Mega	1
I2C Extensor Bus	ITP2	P82B96	1
Optoacoplador	OTP2	6N137	4
Transistor	STP2	2N2907	2
PID	DFP2	N2020	1
Amplificador de Instrumentación	AXP2	AD620	2
Potenciómetro de ajuste horizontal	PTP1	1 K	1
Resistor	RTP1	1 M	1
Resistor	RTP1	3,3 k	1
Resistor	RCN0	1	1
Resistor	RCP2	220	1
Resistor	RTP2	560	4
Resistor	RXP2	2,2 k	11
Capacitor cerámico	CXP2	0,1 micro	7
Capacitor cerámico	CTP1	0,01 micro	1
Fuente	FEP2	400 W	1
Fuente	FEP2	10 W	1
Carcasa	QEN0	Base	1
Carcasa	ZEN0	Tapa	1

Accesorio	Código	Valor - Tipo	Cantidad
Ficha DB9	TXP2	Macho	3
Ficha DB9	TXP2	Hembra	6
Cables de conexión	WXP2	Estéreo mallado	5 m
Bornera para pcb	BXPX	Serie 301 - 2 bornes	16
Conector ficha bnc	GXP2	Macho	4
Conector ficha bnc	GXP2	Hembra	4
Conector ficha Xlr Canon	LXP2	Hembra para chasis	1
Conector ficha Xlr Canon	LXP2	Macho	1

**Como se puede ver en los códigos mostrados de las tablas aparece la letra X, la cual hace referencia a que el componente o accesorio se utiliza en más de un circuito.*



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Concepción del Uruguay
Ingeniería Electromecánica

**PROYECTO FINAL DE CARRERA
(P F C)**

“Adquisición de las variables principales del Reactor de
Nitruración”

Memorias de Cálculo

AÑO 2018

Contenido

1	Descripción del proceso de nitruración.....	4
1.1	Etapas de la nitruración iónica en el reactor del GIS.....	4
1.2	Control de variables del ensayo.....	4
1.3	Registro de las variables.....	5
2	Relevamiento de la instalación.....	5
2.1	Instalación actual.....	5
2.2	Actuadores.....	6
2.2.1	Variac (14).....	6
2.2.2	Generador de pulso (2).....	7
2.2.3	Válvula aguja del caudalímetro (12).....	7
2.2.4	Resistencia de calefacción (10).....	7
2.2.5	Interruptores de marcha y pare (13).....	7
2.2.6	Válvula de aislación (12).....	7
2.2.7	Válvula de la bomba de vacío.....	8
2.3	Instrumentos de medición:.....	8
2.3.1	Voltímetro.....	8
2.3.2	Amperímetro.....	9
2.3.3	Controlador de temperatura PID (8).....	9
2.3.4	Caudalímetro másico.....	9
3	Identificación de las principales variables.....	10
3.1	Conexiones dentro del equipo.....	11
4	Alternativas existentes en el mercado para la problemática planteada.....	11
4.1	Sistema de adquisición de datos Omega.....	12
4.2	Sistema de adquisición de datos DAQ.....	12
4.3	Sistema de adquisición de datos Arduino.....	12
4.3.1	Ventajas de la plataforma Arduino frente a las otras alternativas:.....	13
5	Diseño del sistema de adquisición de señales.....	13
5.1	Tensión.....	14
5.1.1	Atenuación.....	14
5.1.2	Filtrado.....	16
5.1.3	Aislación.....	17
5.1.4	Arduino nano.....	17
5.1.5	Transmisión de señal.....	17
5.1.6	Resolución.....	18
5.1.7	Circuito de aislación.....	18

5.1.8	Selección del optoacoplador	19
5.1.9	Elementos adicionales	20
5.2	Presión de vacío	21
5.2.1	Filtrado.....	21
5.2.2	Amplificación.....	22
5.3	Corriente	24
5.3.1	Calculo de la tensión máxima de salida	24
5.3.2	Amplificación.....	24
5.4	Temperatura	26
5.4.1	Selección del transmisor de corriente.....	26
5.4.2	Selección de la termocupla	26
5.4.3	Selección de un PID con salida de control	27
5.4.4	Sistema de adquisición	28
5.5	Caudal de gases	29
6	Fuente de alimentación	30
7	Accesorios adicionales.....	31
8	Software.....	31
8.1	Software Arduino Nano	31
8.1.1	Función	32
8.2	Software Arduino Mega.....	32
8.2.1	Función del Firmware.....	33
8.2.2	Software LabView	33
9	Diseño de plaquetas.....	41
9.1	Ancho de las pistas	44
9.2	Modelo 2D en pcb.....	45

1 Descripción del proceso de nitruración

1.1 Etapas de la nitruración iónica en el reactor del GIS

El proceso de nitruración consta de 4 subprocesos o etapas enlazadas:

- 1er Etapa preparación de muestras, colocación y reducción de la presión interna a través de una bomba de vacío: se colocan adecuadamente las piezas a tratar, luego de una limpieza superficial con alcohol. Se cierra la unidad y se deja al sistema logrando alcanzar un vacío en alrededor de ocho horas o hasta que comience la segunda etapa. Generalmente se llega hasta una presión absoluta de 2×10^{-2} a 3×10^{-2} mbar aproximadamente.
- 2da Etapa Sputtering: se realiza el sputtering durante el cual se genera un plasma de gas argón e hidrógeno para limpiar las superficies a tratar. Este subproceso debe de finalizar a una temperatura interior específica (que se requiere en el subproceso posterior) para evitar demoras, por lo cual esta se va incrementando manualmente a través de la resistencia calefactora. Esta temperatura ayuda a la limpieza del proceso.
- 3ra Etapa Nitruración iónica: se inicia la nitruración iónica aportando el gas nitrógeno e hidrógeno y se mantienen parámetros constantes de temperatura, presión y corriente. Esta es la etapa principal del proceso completo, ya que es donde se aporta el nitrógeno, que al difundirse en el acero provoca el endurecimiento superficial de las muestras.
- 4ta Etapa Periodo de enfriamiento y extracción de muestras: el sistema se apaga y se deja enfriar manteniendo parámetros de presión, caudal de gases constante al igual que la circulación de agua para la refrigeración, para evitar un incremento de la capa de óxido en las piezas. Cuando la temperatura desciende a valores cercanos al del ambiente se retiran las piezas.

1.2 Control de variables del ensayo

La única variable que se controla automáticamente es la temperatura de calefacción por medio de un controlador proporcional-integral-derivativo (PID), que recibe el valor de dicha variable medida por una termocupla ubicada en el interior del electrodo del reactor, y opera en forma ON-OFF conectando la resistencia de calefacción a una tensión establecida por puntos de un transformador en forma manual. Las demás variables del proceso se regulan manualmente.

Los parámetros que se establecen en el arranque y permanecen constantes durante los subprocesos de Sputtering y Nitruración iónica son la frecuencia, y tiempo de exposición del reactor al potencial aplicado.

Durante el Sputtering la tensión se mantiene lo más alta posible tratando de incrementarla siempre que los arcos lo permitan, debido a que disminuye la presión y la corriente. Luego de un determinado momento se comienza a subir la temperatura. Esta etapa se realiza con porcentajes iguales de argón e hidrógeno (50% y 50%).

Durante la Nitruración la temperatura deseada es constante y la presión interior se aumenta respecto de la requerida durante el Sputtering. A consecuencia de esto la corriente de plasma aumenta.

Durante las etapas dos y tres la tensión ronda los 460V (según el ensayo), se mantiene un caudal de agua fijo para refrigerar el electrodo, y las características de la señal del potencial

que forma el plasma se mantienen constantes (generalmente el tiempo de exposición es del 50% y la frecuencia es de 500Hz).

1.3 Registro de las variables

Durante el Sputtering y la Nitruración iónica, se deben de establecer y registrar las variables que darán las condiciones de trabajo que definirán las características del tratamiento superficial. Para obtener una medición representativa de las variables del proceso, es necesario que estas se registren como mínimo cada 15 minutos y se controlen en forma permanente.

2 Relevamiento de la instalación

Para poder determinar con que elementos se cuenta, cuál es su función, cómo interactúan con el proceso y qué tipo de salida poseen para poder ser adquiridas. Es que se cree necesario realizar un relevamiento de todos los instrumentos de la instalación, dicho relevamiento se presenta a continuación.

El reactor actualmente consta de los siguientes elementos de control

- Actuadores: variac, generador de pulso, la válvula de aguja del caudalímetro, resistencia de calefacción, interruptores de marcha y parada, válvula de aislación, válvula de la bomba de vacío.
- Instrumentos de medición: mili voltímetro del vacuómetro, voltímetro, mili amperímetro, controlador de temperatura PID, caudalímetros digitales másicos.

2.1 Instalación actual

A continuación se puede observar una foto de la instalación actual del equipo de nitruración con sus elementos de control.

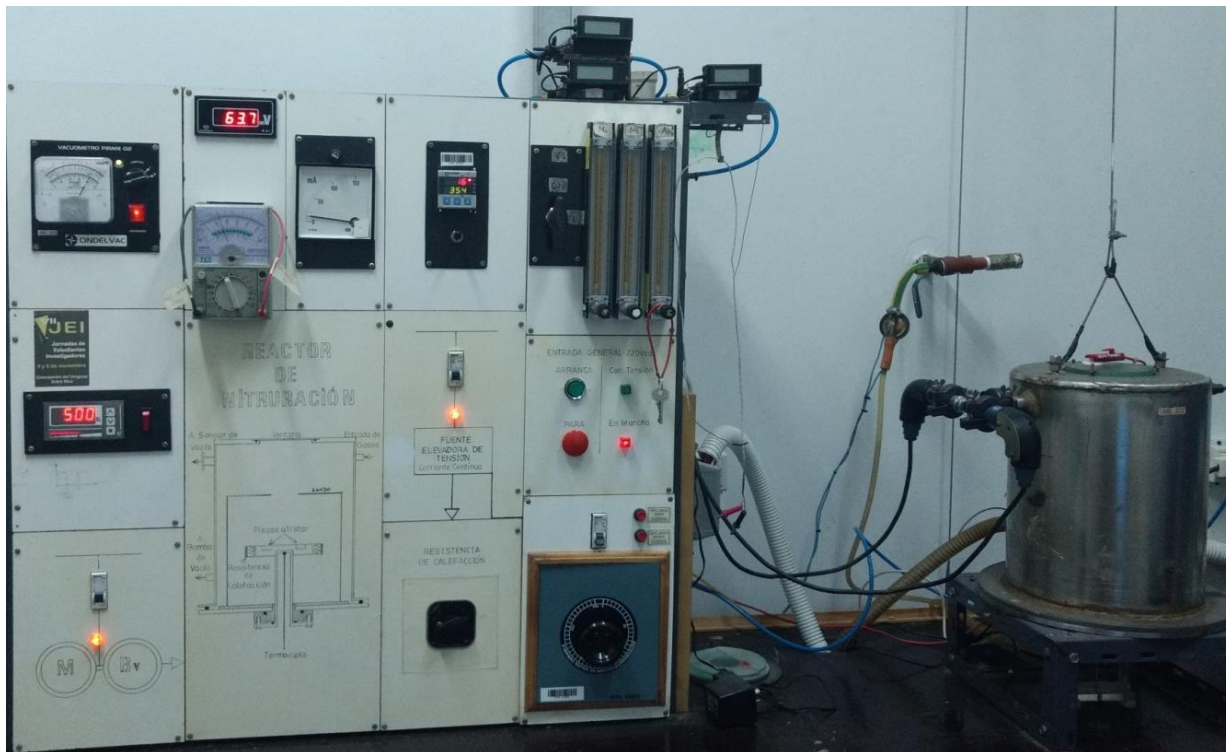


Imagen MC-1: Equipo de nitruración.

De forma esquemática se representan los distintos elementos que se ven en la imagen MC-1.

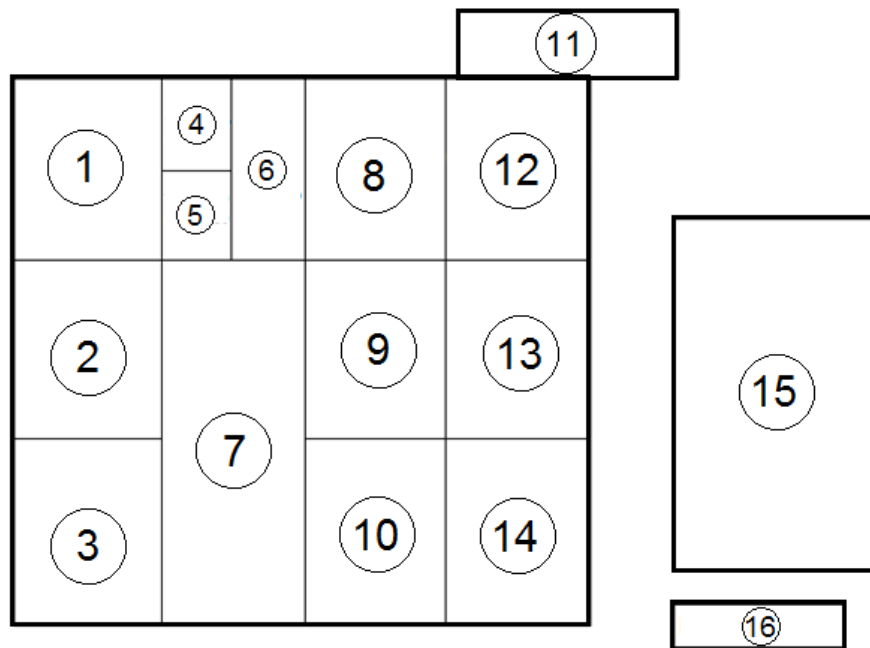


Imagen MC-2: Esquema frontal del equipo de nitruración.

*Los números referenciados en la imagen MC-2 corresponden con las posiciones de los actuadores e instrumentos nombrados a continuación, a los cuales se les colocará su correspondiente número.

2.2 Actuadores

Los actuadores son los elementos que a través de una entrada física, generan una salida para actuar sobre los procesos del sistema.

2.2.1 Variac (14)

Es una forma de autotransformador en la que la toma secundaria se logra a través de una escobilla deslizante, permitiendo una gama continua de tensiones secundarias que van desde cero hasta la tensión de la fuente. La función que posee es regular la tensión de la descarga.



Imagen MC-3: Variac.

2.2.2 *Generador de pulso (2)*

Es un dispositivo electrónico que genera patrones de señales periódicas o no periódicas tanto analógicas como digitales. La función principal es generar una onda cuadrada cuya frecuencia de trabajo varía entre 50 y 900 Hz. Además controla el tiempo de exposición del reactor al potencial aplicado.



Imagen MC-4: Generador de pulso.

2.2.3 *Válvula aguja del caudalímetro (12)*

Posee un vástago cónico que hace de obturador sobre un orificio de pequeño diámetro en relación al diámetro nominal de la válvula. La función de ésta es controlar el caudal másico de los gases.



Imagen MC-5: Válvulas aguja de los caudalímetros.

2.2.4 *Resistencia de calefacción (10)*

Es una resistencia que convierte la energía eléctrica en calor. Cuya función es regular la temperatura del sistema en conjunto con el PID.

2.2.5 *Interruptores de marcha y pare (13)*

Son pulsadores que permiten el comienzo y fin del proceso.



Imagen MC-6: Interruptores de marcha y pare.

2.2.6 *Válvula de aislación (12)*

Es una válvula de $\frac{1}{4}$ de giro que se utiliza para habilitar o desconectar al reactor de las cañerías de los gases que actúan en el proceso.



Imagen MC-7: Válvula de aislación.

2.2.7 *Válvula de la bomba de vacío*

Es una válvula aguja que se utiliza para regular la presión de la bomba.



Imagen MC-8: Válvula de la bomba de vacío.

2.3 Instrumentos de medición:

Los instrumentos de medición son elementos que acusan con determinada exactitud, por medio de una aguja o índice, un haz de luz, un número digital, entre otros, el valor de la magnitud.

2.3.1 *Voltímetro*

Es un instrumento que sirve para medir la diferencia de potencial entre dos puntos de un circuito eléctrico.

2.3.1.1 Milivoltímetro (4)

Marca	RB
Rango	0-200 mv
Clase	1



Imagen MC-9: Milivoltímetro.

2.3.1.2 Voltímetro (5)

Marca	TES
Modelo	310
Rango	0-1000 V



Imagen MC-10: Voltímetro.

2.3.2 Amperímetro

Es un galvanómetro con una resistencia shunt en paralelo que permite realizar la medición de la carga de un circuito eléctrico.

2.3.2.1 Miliamperímetro (6)

Marca	RB
Rango	0-150 mA
Clase	1,5



Imagen MC-11: Miliamperímetro.

2.3.3 Controlador de temperatura PID (8)

Este controlador PID calcula la desviación o error entre un valor medido y un valor deseado de temperatura.

Marca	Carlo Gavazini
Modelo	PDI42A THRR2ZX



Imagen MC-12: Controlador PID.

2.3.4 Caudalímetro másico

Es un instrumento que se utiliza para la medición de la cantidad de masa en circulación en un periodo de tiempo determinado (flujo másico).

2.3.4.1 Caudalímetro analógico N₂, H₂ y Ar (12)

Actualmente el reactor posee tres caudalímetros analógicos de iguales características para el N₂, H₂ y el Ar.

Marca	Cole Parmer
Rango	0-150 mm

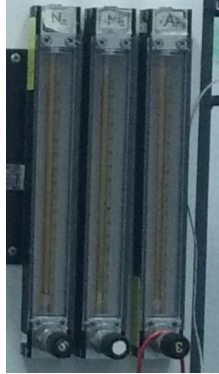


Imagen MC-11: Caudalímetros analógicos de los gases.

2.3.4.2 Caudalímetro digital N₂, H₂ y Ar (11)

Actualmente el reactor posee tres caudalímetros analógicos de iguales características para el N₂, H₂ y el Ar.

Marca	AALBORG
Modelo	
Rango	0-20



Imagen MC-13: Caudalímetros digitales de los gases.

3 **Identificación de las principales variables**

A pesar de que existen más variables que intervienen en el proceso de nitruración, las que se controlan para garantizar un correcto funcionamiento del proceso son las siguientes:

➤ **Presión de vacío**

Esta se mide en mili bar a través de un vacuometro analógico, pero la variable que se registra es la tensión por medio del mili voltímetro antes mencionado. Cuyo rango es de 0 a 200 mV.

➤ **Corriente**

Se trata de una señal de corriente continua cuya variación es de entre 0 y 150 mA. Se controla a través del mili amperímetro.

➤ **Tensión**

La tensión aplicada es de entre 0 y 1000 V, y su variación se da a través de un variac. Como el reactor requiere de un potencial pulsante para evitar inestabilidades en el proceso, se controla el tiempo de exposición a dicho potencial mediante el generador de pulsos.

➤ **Temperatura**

La temperatura como ya se ha expuesto varía según lo que se está realizando, pudiendo encontrarse entre 0 y 600 °C. Es controlada a través del PID y la resistencia de calefacción.

➤ **Caudales de gas**

Como se mencionó con anterioridad, los caudales y mezclas de gases varían según la etapa y tipo de proceso de nitruración. Se controlan a través de un grupo de caudalímetros digitales y otro grupo de analógicos.

3.1 Conexiones dentro del equipo

Las variables principales mencionadas en el apartado anterior, se obtendrán de los siguientes bornes o salidas, como indica el esquema presentado a continuación:

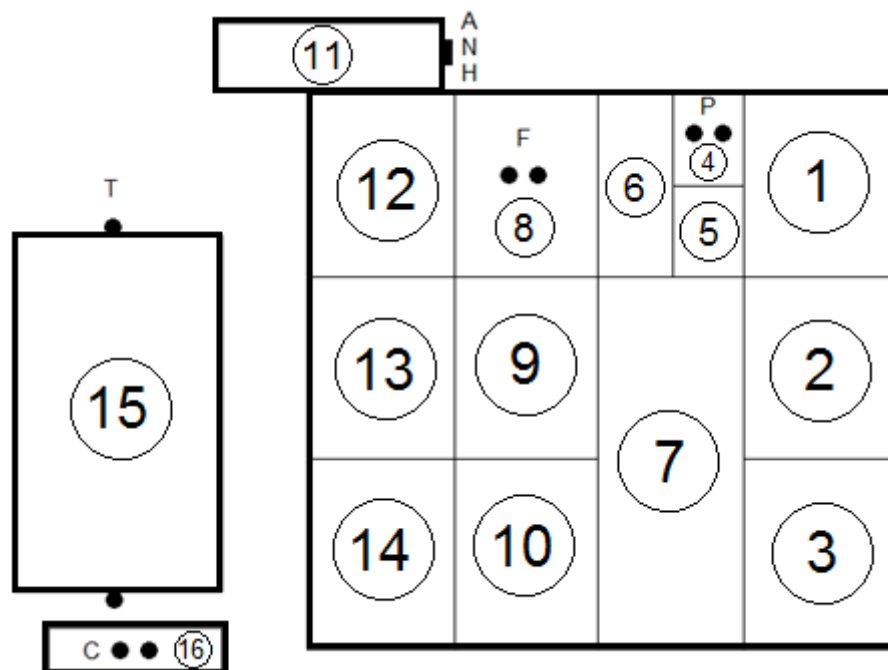


Imagen MC-14: Esquema dorsal del equipo de nitruración.

*Las letras dentro del esquema se corresponde con la codificación utilizada dentro del apartado Circuito, ubicada en el anexo complementario **Codificación**.

4 Alternativas existentes en el mercado para la problemática planteada

Gracias a la amplia variedad de sistemas que ofrece la tecnología actual, existen innumerables opciones de marcas, modelos y sistemas para adquirir datos, teniendo

presente que algunos de ellos también ofrecen la posibilidad de almacenarlos internamente por medio de una memoria, integrada o no.

Para determinar cuál sería el sistema más acorde a utilizar, primeramente se tendrá en cuenta su valor económico, y que además satisfaga las necesidades requeridas por el proceso de nitruración.

4.1 Sistema de adquisición de datos Omega

Es un módulo portátil de adquisición de datos con USB 2.0 para entradas de termopar y/o voltaje que pueden ser utilizadas con PC. Actualmente cotizado en **USD 605,00**.

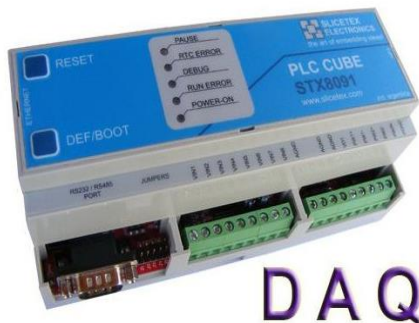


Imagen MC-15: Sistema de adquisición de datos Omega.

4.2 Sistema de adquisición de datos DAQ

Es un dispositivo robusto para montaje sobre riel DIN. Adquiere datos, transfiere información, genera registros, entre otros, a través de una red Ethernet. Es compatible con aplicaciones de Windows. Actualmente cotizado en **USD 357,00**.

CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES:



- Fácil de usar.
- Alimentación: 12 VDC
- Interfaz Ethernet RJ45 para transmitir/recibir datos.
- 12 entradas digitales aisladas, hasta 33 VDC.
- 10 salidas digitales (8 rele + 2 transistor).
- 8 Entradas analógicas de 12-bits, rango múltiples.
- 1 Salida analógica de tensión, rango 0-10 VDC
- Tensiones de salidas para usos varios: +12Vcc, +5Vcc.

Imagen MC-16: Sistema de adquisición de datos DAQ.

4.3 Sistema de adquisición de datos Arduino

Como se mencionó en la introducción Arduino es una plataforma que permite realizar la recolección de datos provenientes de señales analógicas o digitales, así como también enviar señales, tanto analógicas como digitales, para poder controlar diferentes tipos de dispositivos. Una de sus principales características es su valor económico reducido frente a las demás opciones, pero como desventaja requiere de un mayor estudio de la problemática debido a que se deben de acondicionar todas las señales que ingresan al mismo.

Actualmente existen diversos tipos de Arduino, así como también módulos "Shield" que facilitan la adaptación de la placa para encarar diferentes problemáticas. Los valores oscilan

desde un Arduino Nano cuyo coste es **USD 12** a un Arduino Mega cuyo coste es **USD 15**. Y los módulos Shield poseen un costo de **USD 15**.

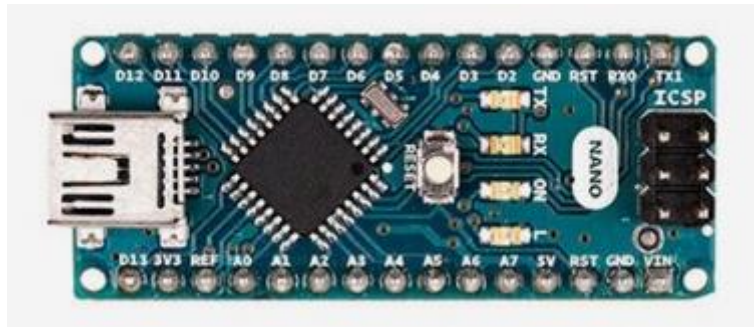


Imagen MC-17: Arduino Nano.

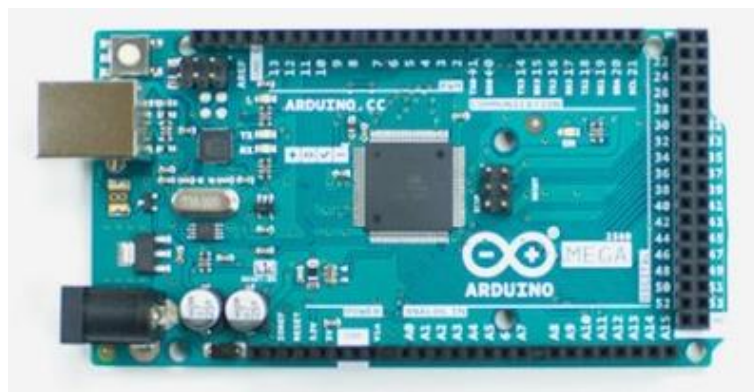


Imagen MC-18: Arduino Mega.

4.3.1 **Ventajas de la plataforma Arduino frente a las otras alternativas:**

Barato: Las placas Arduino son relativamente baratas comparadas con otras plataformas microcontroladoras.

Multiplataforma: El software de Arduino se ejecuta en sistemas operativos Windows, Macintosh OSX y GNU/Linux. La mayoría de los sistemas microcontroladores están limitados a Windows.

Código abierto y software extensible: El software Arduino está publicado como herramientas de código abierto, disponible para extensión. El lenguaje puede ser expandido mediante librerías C++. De forma similar, puedes añadir código AVR-C directamente en tus programas Arduino.

Código abierto y hardware extensible: El Arduino está basado en microcontroladores ATMEGA8 y ATMEGA168 de Atmel. Los planos para los módulos están publicados bajo licencia Creative Commons.

Por todo lo antedicho se selecciona como base para el desarrollo del sistema de adquisición la plataforma Arduino y se descartan las otras dos posibilidades antes mencionadas.

5 **Diseño del sistema de adquisición de señales**

Para diseñar el sistema y garantizar las mejores medidas posibles primeramente se debe de tratar individualmente cada señal, y realizarles su correspondiente acondicionamiento en base a los sensores que poseen.

Los diferentes tipos de acondicionamiento son los siguientes:

- Aislación.
- Amplificación o atenuación.
- Filtrado.

5.1 Tensión

La señal de tensión a recolectar posee un valor elevado como para ingresarlo directamente a la plataforma, debido a que esta tolera de máximo 5V. Y como ya se mencionó el valor de dicha señal es de 1000V de corriente continua (CC) por lo que es imposible utilizar un transformador, y además se tiene un valor elevado como para que la señal quede vinculada directamente con la referencia del sistema de adquisición. Debido a esto es necesario encontrar un método para aislar la señal y atenuar su valor.

5.1.1 Atenuación

Dentro de los métodos de atenuación existen dos alternativas, una está dada a través de un divisor de tensión, y la otra por medio de un puente de Wheastone.

5.1.1.1 Divisor de Tensión

Es un conjunto de dos impedancias de valor fijo bien conocido Z_P y Z_0 . Que ofrece una tensión de salida V_S dependiente de la relación entre ambas impedancias. Imagen MC-17.

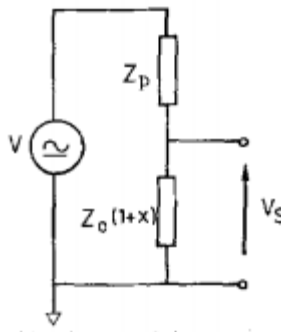


Imagen MC-19: Divisor de tensión.

La relación entre la tensión de salida y la que se desea medir (V) estará dada por:

$$V_s = V * \left(\frac{Z_0}{Z_p + Z_0} \right)$$

Las condiciones de la señal de tensión requieren de una atenuación cuyo valor máximo sea de 5 V. Por lo tanto los valores de resistencias son:

$$V_s = V * \left(\frac{R_0}{R_p + R_0} \right)$$

Donde:

- V_s : Es la tensión a registrar, la cual poseerá un valor de 4 V para evitar que el Arduino trabaje con la tensión límite de entrada.
- V : Es la tensión del sistema, se utiliza la más desfavorable cuyo valor es 1000 V.
- R_0 y R_z son las resistencias del divisor cuyos índices corresponden a la imagen MC-17.

$$\frac{V_s}{V} = \frac{4V}{1000V} = 4 \times 10^{-3}$$

Se adopta un valor comercial de 1 MΩ para R_p.

$$4 \times 10^{-3} = \frac{R_0}{1 \text{ M}\Omega + R_0}$$

$$R_0 = \frac{4000 \Omega}{1 - 4 \times 10^{-3}}$$

$$R_0 = 4 \text{ k}\Omega$$

Por lo tanto los valores de las resistencias obtenidas para la utilización de un divisor de tensión son 1000Ω y 4 kΩ respectivamente.

5.1.1.2 Puente de Wheastone

Está compuesto por una fuente de tensión (tensión a medir), un conjunto de cuatro resistencias cuyo valor será conocido, y la tensión de salida que se obtiene por los dos bornes mostrado en la imagen MC-18 como V₂.

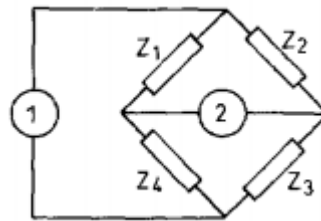


Imagen MC-20: Puente de Wheastone.

La ecuación que relaciona la tensión de salida con la tensión a medir es:

$$V_2 = V_1 * \left(\frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} - \frac{Z_1}{Z_1 + Z_4} \right)$$

Al igual que con el divisor resistivo se requiere que la señal atenuada no de un valor mayor a 5V. Por lo que se elegirá un valor máximo de 4V por precaución, en función de esto y si se adoptan los valores de resistencia de Z₁, Z₂ y Z₄ como:

$$Z_1, Z_2 \text{ y } Z_4 = 510 \Omega$$

Despejando se obtiene que:

$$Z_3 = \frac{Z_2}{\left(\frac{V_2}{V_1} + \frac{Z_1}{Z_1 + Z_4} \right)} - Z_2$$

Por lo que:

$$Z_3 = \frac{510 \Omega}{\left(\frac{4V}{1000V} + \frac{510 \Omega}{510 \Omega + 510 \Omega} \right)} - 510 \Omega$$

$$Z_3 = 501,904 \Omega$$

En función a estas dos opciones se decide optar por utilizar el divisor resistivo que requiere de un menor número de resistencias por lo que es más económico y es más sencillo de montar.

Para armar el divisor resistivo se deberá de seleccionar los valores comerciales de resistencia y también se optara por colocar una resistencia variable en serie con fin de lograr una mejor precisión en la salida de tensión del divisor.

5.1.1.3 Elementos seleccionados para el divisor de tensión:

Elemento	Código	Cantidad	Valor
Resistor	RTP1-D-1M	1	1 MΩ
Resistor	RTP1-D-3K3	1	3,3 KΩ
Potenciómetro	PTP1-D-1K	1	1 KΩ

5.1.2 **Filtrado**

Para el filtrado se diseñara un filtro pasivo de primer orden, el cual se calcula a través de la siguiente expresión:

Frecuencia de corte (f_c)

$$F_c = \frac{1}{2\pi * R * C}$$

Por lo que para una frecuencia de corte de 1500 Hz, la cual se selecciona en base a la recomendación extraída del libro “Adquisición y Distribución de Señales” de Ramón Pallas Areny “Para trabajar con una señal que no es senoidal, hay que tener en cuenta tanto la amplitud como la fase de la respuesta del filtro. La única forma segura de garantizar errores pequeños suele ser mediante filtros cuya frecuencia de corte esté bien por encima de la máxima frecuencia esperada en la señal de entrada” (La frecuencia de la señal de entrada es de 500Hz)

Despejando de la formula antes planteada se obtiene el valor de la capacitancia que requerirá el filtro.

$$C = \frac{1}{2\pi * R * F_c}$$

La impedancia de entrada a los pines analógicos del Arduino es de aproximadamente unos 10KΩ por lo que el valor de la capacitancia será:

$$C = \frac{1}{2\pi * 10000\Omega * 1500 \text{ Hz}}$$

$$C = \frac{1}{2\pi * 10000\Omega * 1500 \text{ Hz}}$$

$$C = 0,01 \mu F$$

5.1.2.1 Elemento seleccionado para el filtro:

Elemento	Código	Cantidad	Valor
----------	--------	----------	-------

Capacitor	CTP1-F-103	1	0,01 μF
-----------	------------	---	--------------

Este mismo filtro se adoptara para la señal de corriente ya que aunque posean distinto valor, tiene iguales características generales que la señal de tensión.

5.1.3 Aislación

Para la aislación del sistema se utilizaran optoacopladores, también llamados optoaisladores (Imagen MC-19). Que son circuitos electrónicos que funcionan como un interruptor aislado ópticamente, es decir que permite una conexión eléctricamente aislada entre dos circuitos que operan a distintos voltajes. Estos están constituidos por un led y un circuito de control activado por luz infrarroja. La única conexión existente entre la carga y la electrónica de control es la luz del led que activa al fototransistor.

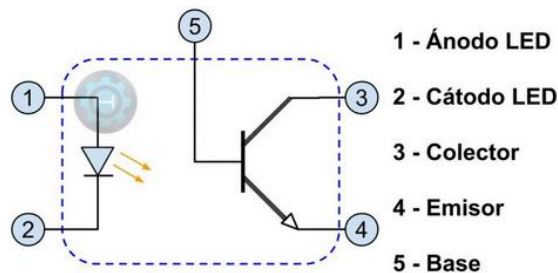


Imagen MC-21: Circuito interno de un optoacoplador.

Estos componentes presentan el inconveniente de distorsionar la señal analógica lo que impediría un correcto muestreo de la variable. Por el contrario este fenómeno no interfiere con la transmisión de una señal digital. Es por esto que se requerirá de un sistema que permita convertir la señal análoga en una señal digital.

5.1.4 Arduino nano

Para poder transmitir una señal digital se colocara un Arduino nano (el cual es el modelo más económico) conectado directamente al potencial atenuado. Este entregara una salida digital la cual se transmitirá a otra placa Arduino que en este caso se trata de un Arduino Mega por medio de un circuito de aislación.

Para conocer los detalles de los arduinos nano y mega, ver el apartado *DSAn* y *DSAm* respectivamente, del anexo **Datasheets**.

5.1.5 Transmisión de señal

Para transmitir la señal desde el Arduino Nano hasta la plaqueta de adquisición principal (Arduino Mega) se debe elegir entre tres protocolos de comunicación, uno de ellos es el UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter), el otro es el SPI (Serial Peripheral Interface) y el último es el I²C (Inter-Integrated Circuit).

- El protocolo UART usa una línea de datos simple para transmitir y otra para recibir. Dicho protocolo es asíncrono, por lo cual funciona conectando sólo una línea de transmisión o recepción.
- El protocolo SPI cuenta con un maestro y uno o más esclavos. La comunicación se da a través de 3 vías en el caso de que se encuentre un esclavo, o por medio de cuatro si se encontraran más de uno. Las vías son SCLK (reloj), MOSI (Maestro Out Esclavo In), MISO (Maestro In Esclavo Out) y SS (Selector Slave).

- El I²C es un protocolo síncrono que cuenta con dos señales una bidireccional de transmisión y recepción de datos, denominada SDA (Serial DATA), y otra para el reloj denominada SCL (Serial Clock), también bidireccional.

Más adelante en este trabajo se hablará de la elección del software para la adquisición de los datos, pero ya en esta instancia se puede adelantar, sin dar mayores explicaciones las cuales serán aclaradas en el apartado correspondiente, que el mismo será LabView.

Dicho software para funcionar correctamente con la plataforma de Arduino y facilitar la tarea del programador se utiliza en conjunto con un Firmware que se instala al Arduino a controlar por LabView a través de la plataforma de la plaqueta.

El Firmware se comunica por medio de protocolo serial, lo que imposibilita utilizar el protocolo UART de forma directa con la librería para Arduino de LabView (el protocolo UART se podría utilizar modificando gran parte de la librería, lo cual requiere de un conocimiento elevado en programación tanto de la plataforma Arduino como de LabView que no es acorde con el conocimiento actual de los desarrolladores de este proyecto, ni es posible su obtención en el corto plazo).

Por lo que la elección se reduce a los protocolos restantes SPI e I²C. Debido a que sólo se va a utilizar la comunicación entre dos dispositivos se elige utilizar el protocolo I²C.

Para verificar que la adopción del protocolo I²C es correcta se ha realizado un ensayo en el cual se ha expuesto al sistema a unas condiciones similares a las de trabajo. Este ensayo se encuentra en el apartado *EST* del anexo **Ensayos**.

5.1.6 Resolución

Debido a que se utiliza el protocolo I²C para la comunicación y este protocolo posee un muestreo máximo de 255 particiones la resolución será:

$$R_V = \frac{1000 V}{255} = 3,92 V$$

Como se ve el valor de resolución es 4 veces menor que el que se obtendría si la transmisión fuese de un muestreo de 1023 particiones, el cual se puede obtener enviando los datos muestreados por la entrada analógica de forma directa a la computadora. Pero se prioriza la aislación para no comprometer la computadora ni los demás componentes del sistema de adquisición.

5.1.7 Circuito de aislación

Como ya se ha mencionado el protocolo de comunicación que se utilizara será el I²C por lo que se debe de disponer de un circuito de aislación acorde a dicho protocolo de comunicación. Teniendo en cuenta esto, es conveniente recordar que el protocolo I²C está compuesto por dos señales bidireccionales por lo que los optoacopladores por si solos no sirven para aislar dicho sistema debido a que estos últimos son unidireccionales. Es por esto que se plantea la utilización del circuito integrado P82B96 (Ver anexo **Datasheets** apartado DSP82B96) el cual permite dividir la señal de transmisión y recepción de datos de la comunicación I²C en dos señales individuales, así como también dividir la señal de reloj en dos señales individuales. Estas cuatro señales resultantes son unidireccionales lo que permite la correcta aislación de los circuitos a través de los optoacopladores sin comprometer la comunicación por medio de este protocolo.

5.1.8 Selección del optoacoplador

Una vez determinado el protocolo de comunicación a utilizar y conocer de qué forma será la distribución de señales se procede a realizar la selección de los optoacopladores.

Para realizar una correcta selección del optoacoplador se debe de saber el valor mínimo de tasa de transferencia que este deberá de poseer, para lograr una correcta comunicación entre los Arduinos. Si la velocidad de transferencia es de 15200 baudios, lo que es lo mismo para una comunicación binaria como es el caso, a 15200 bit por segundo (bps). Se tiene que el tiempo en el que se transfiere un bit para el sistema (t_{rs}) es de:

$$t_{rs} = \frac{1 \text{ bit}}{15200 \frac{\text{bit}}{\text{s}}}$$

$$t_{rs} = 8,645 \mu\text{s}$$

Por lo que el valor de transferencia del optoacoplador deberá de ser mucho mayor al valor en el que el sistema transfiere un bit.

Teniendo en cuenta esto se analizaran las características de dos optoacopladores presentes en el mercado local como lo son el H11L1 y el 6N137.

En el caso del optoacoplador H11L1 este posee los siguientes datos de tasa de transferencia:

Turn-On Time	$R_L = 270 \Omega$ $V_{CC} = 5 \text{ V}$ $I_F = I_{F(on)}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$	t_{on}	—	1.2	4	μs
Fall Time		t_f	—	0.1	—	
Turn-Off Time		t_{off}	—	1.2	4	
Rise Time		t_r	—	0.1	—	

Imagen MC-22: Parámetros H11L1.

Como se puede observar en la tabla anterior los valores de t_f y t_r son iguales, es decir $0,1 \mu\text{s}$. Lo que da como tiempo total de transferencia un valor de $0,2 \mu\text{s}$ (t_{ro}). En función a esto se calcula la relación entre la tasa total de transferencia del optoacoplador y la tasa de transferencia de 1bit que requiere el sistema.

$$R_t = \frac{t_{rs}}{t_{ro}}$$

$$R_t = \frac{8,645 \mu\text{s}}{0,2 \mu\text{s}}$$

$$R_t(H11L1) = 43,22$$

Esta tasa de relación se considera aceptable para la velocidad de transferencia deseada (115200 baudios), por lo que el optoacoplador H11L1 se adoptara en caso de presentar mejores características de conmutación que el 6N137.

La otra alternativa el optoacoplador 6N137 posee las siguientes características de conmutación:

SWITCHING CHARACTERISTICS						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Propagation delay time to high output level	$R_L = 350 \Omega, C_L = 15 \text{ pF}$	t_{PLH}	20	48	75 ⁽¹⁾	ns
		t_{PLH}	-	-	100	ns
Propagation delay time to low output level	$R_L = 350 \Omega, C_L = 15 \text{ pF}$	t_{PHL}	25	50	75 ⁽¹⁾	ns
		t_{PHL}	-	-	100	ns
Pulse width distortion	$R_L = 350 \Omega, C_L = 15 \text{ pF}$	$ t_{PHL} - t_{PLH} $	-	2.9	35	ns
Propagation delay skew	$R_L = 350 \Omega, C_L = 15 \text{ pF}$	t_{PSK}	-	8	40	ns
Output rise time (10 % to 90 %)	$R_L = 350 \Omega, C_L = 15 \text{ pF}$	t_r	-	23	-	ns
Output fall time (90 % to 10 %)	$R_L = 350 \Omega, C_L = 15 \text{ pF}$	t_f	-	7	-	ns
Propagation delay time of enable from V_{EH} to V_{EL}	$R_L = 350 \Omega, C_L = 15 \text{ pF}, V_{EL} = 0 \text{ V}, V_{EH} = 3 \text{ V}$	t_{ELH}	-	12	-	ns
Propagation delay time of enable from V_{EL} to V_{EH}	$R_L = 350 \Omega, C_L = 15 \text{ pF}, V_{EL} = 0 \text{ V}, V_{EH} = 3 \text{ V}$	t_{EHL}	-	11	-	ns

Imagen MC-23: Parámetros 6N137.

Como se puede observar en la tabla anterior los valores de t_f y t_r son 7ns y 23ns respectivamente. Lo que da como tiempo total de transferencia un valor de 30ns (t_{ro}). En función a esto se calcula la relación entre la tasa total de transferencia del optoacoplador y la tasa de transferencia de 1bit que requiere el sistema.

$$R_t = \frac{t_{rs}}{t_{ro}}$$

$$R_t = \frac{8,645 \mu s}{0,03 \mu s}$$

$$R_t (6N137) = 288,16$$

Esta tasa de relación es mayor que la del optoacoplador H11L1 para la velocidad de transferencia deseada (115200 baudios), es decir:

$$R_t (6N137) > R_t (H11L1)$$

$$288,16 > 43,22$$

Para conocer todos los detalles acerca de los optoacopladores ver los apartados DSH11L1 y DS6N137 del anexo **Datasheets**.

5.1.8.1 Elemento seleccionado:

Elemento	Código	Cantidad	Valor
Optoacoplador	OTP2-A-6N137	4	-

5.1.9 Elementos adicionales

En base a lo sugerido por los datasheets de los elementos que se han elegido para la aislación, se desprende que el circuito de aislación requerirá de los siguientes componentes adicionales (el circuito resultante se podrá ver en el apartado "9.Diseño de plaquetas"):

Elemento	Código	Cantidad	Valor
Resistencia	RTP2-A-2K2	6	2,2 k Ω
Resistencia	RTP2-A-560	4	560 Ω
Transistor	STP2-A-2N2907	2	-

Capacitor	CTP2-A-104	2	0,1 μF
-----------	------------	---	-------------

5.2 Presión de vacío

Como ya se ha expresado la señal extraída de la presión de vacío es una señal de tensión cuyo valor varía entre 0 y 200mV. Por esto se deberá, filtrar, amplificar y luego modificar a través de software para poder visualizar un valor de presión y no uno de tensión.

5.2.1 Filtrado

Como en el caso anterior para el filtrado se diseñara un filtro pasivo de primer orden, el cual se calcula a través de la siguiente expresión:

Frecuencia de corte (f_c)

$$F_c = \frac{1}{2\pi * R * C}$$

A diferencia de la señal de tensión del reactor, en este caso tenemos una señal continua pura por lo que no se tiene que tener la precaución de filtrar a una frecuencia mucho mayor a la de la señal a adquirir. Por esto la frecuencia de corte adoptada será de unos 160 Hz.

Despejando de la formula antes planteada se obtiene el valor de la capacitancia que requerirá el filtro.

$$C = \frac{1}{2\pi * R * F_c}$$

La impedancia de entrada a los pines analógicos del Arduino es de aproximadamente unos 10K Ω por lo que el valor de la capacitancia será:

$$C = \frac{1}{2\pi * 10000\Omega * 160 \text{ Hz}}$$

$$C = \frac{1}{2\pi * 10000\Omega * 160 \text{ Hz}}$$

$$C = 0,099 \mu F \approx 0,1 \mu F$$

5.2.1.1 Elemento seleccionado para el filtro:

Elemento	Código	Cantidad	Valor
Capacitor	CPP2-F-104	1	0,1 μF

Este mismo filtro se adoptara para la señal de temperatura y las señales de los caudalímetros ya que aunque posean distinto valor, tienen iguales características generales que la señal de presión.

5.2.1.2 Elemento seleccionado para los filtros restantes:

Elemento	Código	Cantidad	Valor
Capacitor	CFP2-F-104	1	0,1 μF
Capacitor	CAP2-F-104	1	0,1 μF
Capacitor	CNP2-F-104	1	0,1 μF

Capacitor	CHP2-F-104	1	0,1 μF
-----------	------------	---	-------------

5.2.2 Amplificación

Para la amplificación se debe de utilizar un amplificador operacional el cual deberá tener la suficiente ganancia como para que se alcancen los 4,5V cuando el valor de tensión de la señal sea de 200mV. Por esto se calcula que la ganancia mínima (G) que deberá tener el amplificador operacional es de:

$$G = \frac{4,5V}{200 \times 10^{-3}V}$$

$$G = 22,5$$

A su vez debemos tener en cuenta que el Arduino no puede tolerar una señal mayor que 5V por lo que la ganancia del amplificador no podrá superar el siguiente valor calculado:

$$G = \frac{5V}{200 \times 10^{-3}V}$$

$$G = 25$$

Por lo que la ganancia correcta será:

$$22,5 \leq G \leq 25$$

Para obtener estos valores de ganancia se preseleccionara un amplificador de instrumentación INA114, cuya ganancia se obtiene a través de la siguiente expresión proporcionada por el fabricante:

$$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G}$$

Donde R_G es el valor de la resistencia de ganancia. Para obtener un valor dentro de nuestro rango de ganancia se obtiene este valor de resistencia de la ecuación anterior:

$$R_G = \frac{50k\Omega}{G - 1}$$

Por lo que los valores mínimos y máximos de R_G son:

$$R_{G(22,5)} = \frac{50k\Omega}{22,5 - 1}$$

$$R_{G(22,5)} = 2325,58 \Omega$$

$$R_{G(25)} = \frac{50k\Omega}{25 - 1}$$

$$R_{G(25)} = 2083,33 \Omega$$

Por lo que nuestro valor de resistencia preseleccionado deberá de estar comprendido entre:

$$2083,33 \Omega \leq R_G \leq 2325,58 \Omega$$

Otra alternativa es utilizar un amplificador operacional AD620 cuya ganancia debe de estar entre los valores antes calculados. La ganancia de este operacional se calcula como:

$$G = 1 + \frac{49,4k\Omega}{R_G}$$

Donde R_G es el valor de la resistencia de ganancia. Para obtener un valor dentro de nuestro rango de ganancia se obtiene este valor de resistencia de la ecuación anterior:

$$R_G = \frac{49,4k\Omega}{G - 1}$$

Por lo que los valores mínimos y máximos de R_G son:

$$R_{G(22,5)} = \frac{49,4k\Omega}{22,5 - 1}$$

$$R_{G(22,5)} = 2297,67 \Omega$$

$$R_{G(25)} = \frac{49,4k\Omega}{25 - 1}$$

$$R_{G(25)} = 2058,33 \Omega$$

Por lo que nuestro valor de resistencia preseleccionado deberá de estar comprendido entre:

$$2058,33 \Omega \leq R_G \leq 2297,67 \Omega$$

Otra opción sería utilizar el amplificador operacional INA 128, en este caso la ganancia se calcula de igual forma que para el INA 114 por lo que se tiene que los valores de resistencias para respetar el margen de ganancia son los mismos. Es decir:

$$2083,33 \Omega \leq R_G \leq 2325,58 \Omega$$

Cualquiera de estos tres modelos de amplificadores operacionales podría ser utilizado para la amplificación de la señal de tensión de la presión de vacío. La característica técnica más importante que diferencian a estos amplificadores es la capacidad de rechazo de modo común (CMR), pero los tres amplificadores cumplen con el valor mínimo de CMR requerido para este caso en particular. Por lo que la selección del mismo estará vinculada a su costo económico.

Para conocer todos los detalles de los amplificadores de instrumentación ver los apartados DSAD620, DSINA114 y DSINA128 del anexo **Datasheets**.

5.2.2.1 Elemento seleccionado para la amplificación:

Elemento	Código	Modelo	Cantidad	Valor
Amplificador operacional	APP2-I-01	AD620	1	-
Resistencia	RPP2-I-2K2	-	1	$2058,33 \Omega \leq R_G \leq 2297,67 \Omega$

5.3 Corriente

La señal de corriente se debe transformar en una señal de tensión para poder ser adquirida por la placa Arduino. Además esta señal de tensión debe de poseer una relación conocida e invariante con la corriente, dicha relación está dada por la resistencia por lo que la misma deberá de ser fija o deberá estar siendo sensada constantemente para poder así obtener mediante cálculo por software el valor real de la corriente del sistema.

En función a lo antes dicho se puede determinar que lo más sencillo es adquirir el valor de corriente a través de una resistencia de valor fijo, previamente conocido, y que la misma sea invariante con las fluctuaciones de carga que posea el sistema, producto de su funcionamiento normal. Es por esto que se optara por colocar una resistencia de 1 ohm (cerámica) en serie con la resistencia de 50 kohm ya existente en el circuito del reactor, la cual limita la corriente a 20mA para la carga máxima de 1000 V.

Como ya se ha determinado la resistencia a utilizar se debe de recalculer la corriente máxima que circulara por el circuito y en base a esta obtener la tensión máxima en los bornes de la resistencia de 1 ohm de donde se adquirirá la señal.

5.3.1 Calculo de la tensión máxima de salida

Corriente máxima del circuito ($I_{M\acute{a}x}$):

$$I_{M\acute{a}x} = \frac{1000V}{50000\Omega + 1\Omega}$$

$$I_{M\acute{a}x} = 0,01999 A = 19,999 mA$$

Tensión máxima en la resistencia de 1 ohm ($V_{M\acute{a}x 1\Omega}$):

$$V_{M\acute{a}x 1\Omega} = I_{M\acute{a}x} * 1\Omega$$

$$V_{M\acute{a}x 1\Omega} = 0,01999 A * 1\Omega$$

$$V_{M\acute{a}x 1\Omega} = 0,01999 V = 19,999 mV$$

5.3.1.1 Elemento seleccionado para transformar la señal de corriente a tensión:

Elemento	Código	Cantidad	Valor
Resistencia	RCNO-E-1	1	1Ω

5.3.2 Amplificación

Como se puede observar el valor de tensión obtenido en bornes de la resistencia de 1ohm es muy pequeño como para ser adquirido directamente por el Arduino ya que en caso de adquirir dicha señal no presentaría una correcta resolución de la misma. Es por esto que se debe de amplificar la señal hasta un valor máximo de 5V. Para ello se utilizara un amplificador de instrumentación AD620 cuyas ventajas sobre otros modelos ya se han expuesto cuando en esta misma memoria de cálculo se habló de la adquisición de la señal de la presión de vacío. Para obtener una salida entre 4,5V y 5V con el amplificador AD620 se deben de calcular los valores de ganancia necesarios y en base a estos se obtendrán los valores de las resistencias que permitirán obtener dichas ganancias.

Cálculo de los valores de ganancia necesarios:

Ganancia mínima:

$$G_{\min} = \frac{4,5V}{0,01999V} = 225,112$$

Ganancia máxima:

$$G_{\text{Máx}} = \frac{5V}{0,01999V} = 250,125$$

Por lo que la ganancia real (G_R) estará comprendida entre:

$$G_{\min} < G_R < G_{\text{Máx}}$$

$$225,112 < G_R < 250,125$$

Cálculo de los valores de resistencia necesarios:

Resistencia mínima:

$$R_{G \min} = \frac{49,4k\Omega}{G_{\min} - 1}$$

$$R_{G \min} = \frac{49,4k\Omega}{225,112 - 1}$$

$$R_{G \min} = 0,22 k\Omega = 220 \Omega$$

Resistencia máxima:

$$R_{G \text{ Máx}} = \frac{49,4k\Omega}{G_{\text{Máx}} - 1}$$

$$R_{G \text{ Máx}} = \frac{49,4k\Omega}{250,125 - 1}$$

$$R_{G \text{ Máx}} = 0,198 k\Omega = 198 \Omega$$

Por lo que la resistencia real ($R_{G R}$) estará comprendida entre:

$$R_{G \min} > R_{G R} > R_{G \text{ Máx}}$$

$$220 \Omega > R_{G R} > 198 \Omega$$

5.3.2.1 Elemento seleccionado para la amplificación:

Elemento	Código	Modelo	Cantidad	Valor
Amplificador operacional	ACP2-I-02	AD620	1	-
Resistencia	RCP2-I-220	-	1	$220 \Omega > R_{G R} > 198 \Omega$

5.4 Temperatura

La temperatura es medida mediante una termocupla y como ya se ha mencionado el valor de la misma es mostrada a través de un PID el cual posee solo una salida a relé lo cual no permite adquirir los valores. Debido a esto se debe de cambiar el sistema de medición (PID) o adoptar un sistema paralelo. Por lo tanto se tendrán en cuenta ambas alternativas, es decir se seleccionará un transmisor y una termocupla adicional, así como también un PID con salida de tensión y se optará por la opción más conveniente. En el caso de seleccionar un transmisor y una termocupla se requerirá de una fuente de alimentación la cual posteriormente se escogerá.

5.4.1 Selección del trasmisor de corriente

El transmisor de temperatura que se seleccionara es el de la marca NOVUS TxBlock-USB el cual consta de las siguientes características:

- Salida de lazo 4-20 mA
- Alimentación: 10 a 35 Vcc
- Entrada configurable para termocuplas J, K, T, E, N, R, S, B, Pt100, Pt1000, NTC y 0-50 mV
- Rango de medición configurable
- Precisión (a tamb 25 °C): 0,1 % del span para termocuplas y tensión: 0,1 % de span para Pt100
- Temperatura de operación: -40 a 85 °C.
- Configurable en ambiente Windows.
- Configuración a través del conector USB micro-B.
- Ajuste de cero (offset) mediante el software configurador.
- Salida linealizada.
- Resolución: 2 μ A.
- Compensación interna de la junta fría.
- Conexión a Pt100 de 2, 3 y 4 hilos.
- Falla de sensor: salida configurable a máximo o mínimo.
- Dimensiones (D x H): 43,5 x 20,5 mm.



Imagen MC-24: Txblock Novus.

Lo cual se ajusta a las necesidades requeridas por el sistema.

Para conocer todos los detalles del transmisor de corriente ver el apartado DSTXBLOCK del anexo **Datasheets**.

5.4.2 Selección de la termocupla

Para seleccionar la termocupla se debe de tener presente el rango de temperaturas de trabajo de la misma, la atmosfera a la que va a estar expuesta. En función a esto y en base

a las siguientes recomendaciones (Ver imágenes MC-23 y MC-24) extraídas del libro “Instrumentación electrónica” de Pérez García, se selecciona una termocupla tipo K.

Tipo	Composición (terminal positivo - negativo)	Campo de medida recomendado	Sensibilidad (a 25°C)
J	Fe - Constantán*	0 a 760°C	51,5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
K	Cromel* - Alumel*	-200 a 1250°C	40,5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
N	Nicrosil* - Nisil*	0 a 1260°C	26,5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
T	Cu - Constantán	-200 a 350°C	41,0 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
R	13%Pt 87%Rh - Pt	0 a 1450°C	6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
S	10%Pt 90%Rh - Pt	0 a 1450°C	6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
B	30%Pt 70%Rh - 6%Pt 94%Rh	800 a 1800°C	9 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (a 1000 °C)

Imagen MC-25: Tabla de rango de termocuplas.

Tipo	Aplicabilidad
J	Apropiado para atmósferas inertes o reductoras. Las atmósferas oxidantes disminuyen la vida útil debido a la presencia de hierro en el termopar que, además, se oxida muy rápidamente por encima de 538°C. No es adecuado para bajas temperaturas (por debajo de 0°C).
K	Muy utilizado por encima de 538°C debido a las limitaciones del termopar de tipo J. El cromo tiende a oxidarse ante la presencia de oxígeno lo que puede llevar a importantes derivas en el margen de 816 a 1038°C.
N	Se utiliza en aplicaciones donde el termopar de tipo K tiene problemas de oxidación.
T	Adecuado para atmósferas oxidantes, inertes y reductoras.
R, S	Recomendados para altas temperaturas. El de tipo R se utiliza industrialmente, mientras que el S se usa en laboratorios. El uso continuado a altas temperaturas provoca el crecimiento del granulado y puede sufrir una ruptura mecánica. Deben protegerse con tubos no metálicos y aislantes cerámicos. Tienden a descalibrarse debido a la difusión del rodio a la rama de platino puro y a su volatilización.
B	Semejante a los tipos R y S aunque el límite de temperatura es mayor y es menos susceptible al crecimiento del granulado.

Imagen MC-26: Tabla de aplicabilidad de termocuplas.

Como se puede observar no se selecciona la termocupla tipo J debido a que si bien cumple con el rango de temperaturas al cual estaría expuesta durante el proceso de nitruración, ésta no sufre un mayor desgaste para temperaturas superiores a 538°C.

5.4.3 Selección de un PID con salida de control

Como se explicó con anterioridad, para poder escoger un controlador PID acorde a nuestros requerimientos es necesario que posea una salida de control, ya sea de 4 a 20 mA o de 1 a 5 V. Es por ello que se seleccionará uno de la marca NOVUS (modelo N2020), el cual consta de las siguientes características:

- Entrada: termocuplas J, K, T y Pt100.
- Salidas: 2 relés SPST, Pulso y 4-20 mA como opcional.
- Pantalla doble de 4 dígitos de color rojo y verde.
- Tasa de muestreo: 10 mediciones por segundo.
- Resolución interna: 15000 niveles.
- Funciones de alarma: mínimo, máximo, diferencial mínimo y diferencial máximo.

- Control manual.
- Teclado con funciones rápidas: enciende/apaga, manual/automático, etc.
- Retransmisión de la PV o SP en 4-20 mA.
- Función salida segura.
- Función LBD (Loop Break Detection).
- Programa de rampas y mesetas con posibilidad de repeticiones sucesivas.
- Protección de la configuración por contraseña de acceso.
- Frente IP65 UL94 V-2; Caja IP20 UL94 V-0.
- Teclado de silicona.
- Temperatura ambiente: 0° a 60 °C, 0 a 80% HR.
- Certificado CE y UL.
- Dimensiones: 48 x 96 x 92 mm.
- Alimentación: 100~240 Vca/cc ±10%.



Imagen MC-27: Controlador PID Novus N2020.

Para conocer todos los detalles del controlador PID ver el apartado DSN2020 del anexo **Datasheets**.

5.4.4 Sistema de adquisición

Como ya se ha descrito al comienzo de la sección, la temperatura dentro del sistema original se encuentra sensada por una termocupla, la cual es adquirida por un controlador PID. Y debido a que el mismo posee una salida a relé, este no puede ser utilizado dentro del sistema de adquisición de datos.

Para poder adquirir los datos, lo que resulta más conveniente es colocar el transmisor de corriente con una termocupla adicional. Pero debido a que para poder insertar otro sensor dentro del reactor se requiere realizar una modificación del mismo, se opta por utilizar un nuevo controlador de temperatura, reemplazando el anterior. Además de que esto logrará una confiabilidad mayor en los datos debido a sus características ya detalladas.

5.4.4.1 Elemento seleccionado para el sensado de temperatura:

Elemento	Código	Marca	Modelo	Cantidad
PID	DFN0-E-01	NOVUS	N2020	1

5.5 Caudal de gases

Las señales a adquirir de los tres caudalímetros son analógicas, estas poseen un rango de 0 a 5 VDC. Por lo que se deberá de modificar los valores a través de software para poder medir en una escala de caudal másico.

Los conectores de los caudalímetros son del tipo hembra como se ven en la imagen MC-26 con la descripción de la función de cada pin.

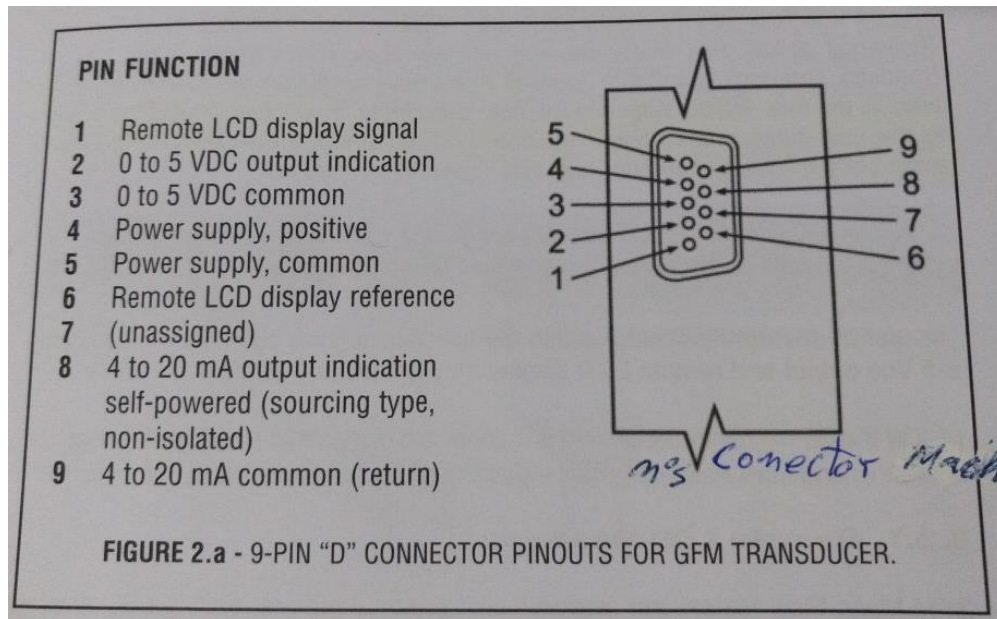


Imagen MC-28: Conexión de los caudalímetros.

Como se puede apreciar los pines de interés son el pin 2 y 3 los cuales son la tierra y los 5 V de tensión.

Para armar los cables para adquirir la señal de cada uno de los caudalímetros se requiere de fichas DB9 machos y hembras, además del cable de unión.

5.5.1.1 Elementos seleccionados:

Elemento	Código	Tipo	Cantidad	Magnitud
Ficha DB9	TXP2-C-01	Macho	3	Unidades
Ficha DB9	TXP2-C-02	Hembra	6	Unidades
Cable	WXP2-C-01	Estéreo mallado	5	Metros

**Como se puede ver en los códigos mostrados en la tabla aparece la letra X, la cual hace referencia a que el elemento es utilizado en más de un circuito, ya que son elementos de iguales características que se deben distribuir equitativamente entre los tres circuitos de caudal.*

6 Fuente de alimentación

La plataforma principal de Arduino, el transmisor de corriente y los amplificadores de instrumentación requieren de cierta energía para su funcionamiento. Es por esto que se debe utilizar una fuente con varias salidas de tensión para alimentar a dichos componentes.

Una fuente de ordenador, de 400 W de potencia puede cumplir de forma efectiva debido a que posee varias salidas a diferentes potenciales, para realizar el trabajo. Imagen MC-29.



Imagen MC-29: Fuente de 400W.

6.1.1.1 Elemento seleccionado:

Elemento	Código	Característica	Cantidad
Fuente de PC	FEP2-E-01	400 W	1

Para el Arduino nano que se encuentra expuesto a un potencial elevado se requiere de una fuente diferente para poder mantener la aislación con respecto al resto del sistema.

Debido a que las características de alimentación demandadas por la plaqueta no son muy exigentes se opta por utilizar una fuente de celular, de 5V y 2A (Imagen MC-30).



Imagen MC-30: Fuente de 10W.

6.1.1.2 Elemento seleccionado:

Elemento	Código	Característica	Cantidad
----------	--------	----------------	----------

Fuente de celular	FEP1-E-02	10 W	1
-------------------	-----------	------	---

7 Accesorios adicionales

Para realizar todas las conexiones y organizar mejor los componentes se requieren de los siguientes accesorios.

Elemento	Código	Tipo	Cantidad
Bornera para pcb	BXPX-C-01	Serie 301 - 2 bornes	16
Conector ficha bnc	GXP2-C-01	Macho	4
Conector ficha bnc	GXP2-C-02	Hembra	4
Conector ficha Xlr Canon	LXP2-C-01	Hembra para chasis	1
Conector ficha Xlr Canon	LXP2-C-02	Macho	1

**Como se puede ver en los códigos mostrados en la tabla aparece la letra X, la cual hace referencia a que el elemento es utilizado en más de un circuito.*

8 Software

Si bien quedó excluido del proyecto el diseño del software para PC, es necesario realizar la programación básica de las plataformas para la adquisición de las señales y transferencia de las mismas a un software que permita visualizar los datos. Por lo que ambos aspectos se detallaran a continuación.

8.1 Software Arduino Nano

A continuación se detalla el software programado para el Arduino nano con sus respectivas indicaciones dentro del mismo código.


```

I2C $
#include <Wire.h>
int U=0;
int V=0;
void setup() {
  // Unimos este dispositivo al bus I2C
  Wire.begin();
}

void loop() {

  // Comenzamos la transmisión al Arduino mega con el código 44.
  Wire.begin(44);
  //Leemos la entrada analógica A0 del Arduino nano.
  U=analogRead(A0);
  //Convertimos las 1023 particiones en 255 que es la capacidad máxima de transmisión del protocolo I2C.
  V=U/4.0117;
  //Enviamos la señal de tensión muestreada al Arduino mega.
  Wire.write(V);
}
    
```

Guardado.

21 Arduino Mega ADK en COM12

Imagen MC-31: Software de transmisión Arduino nano.

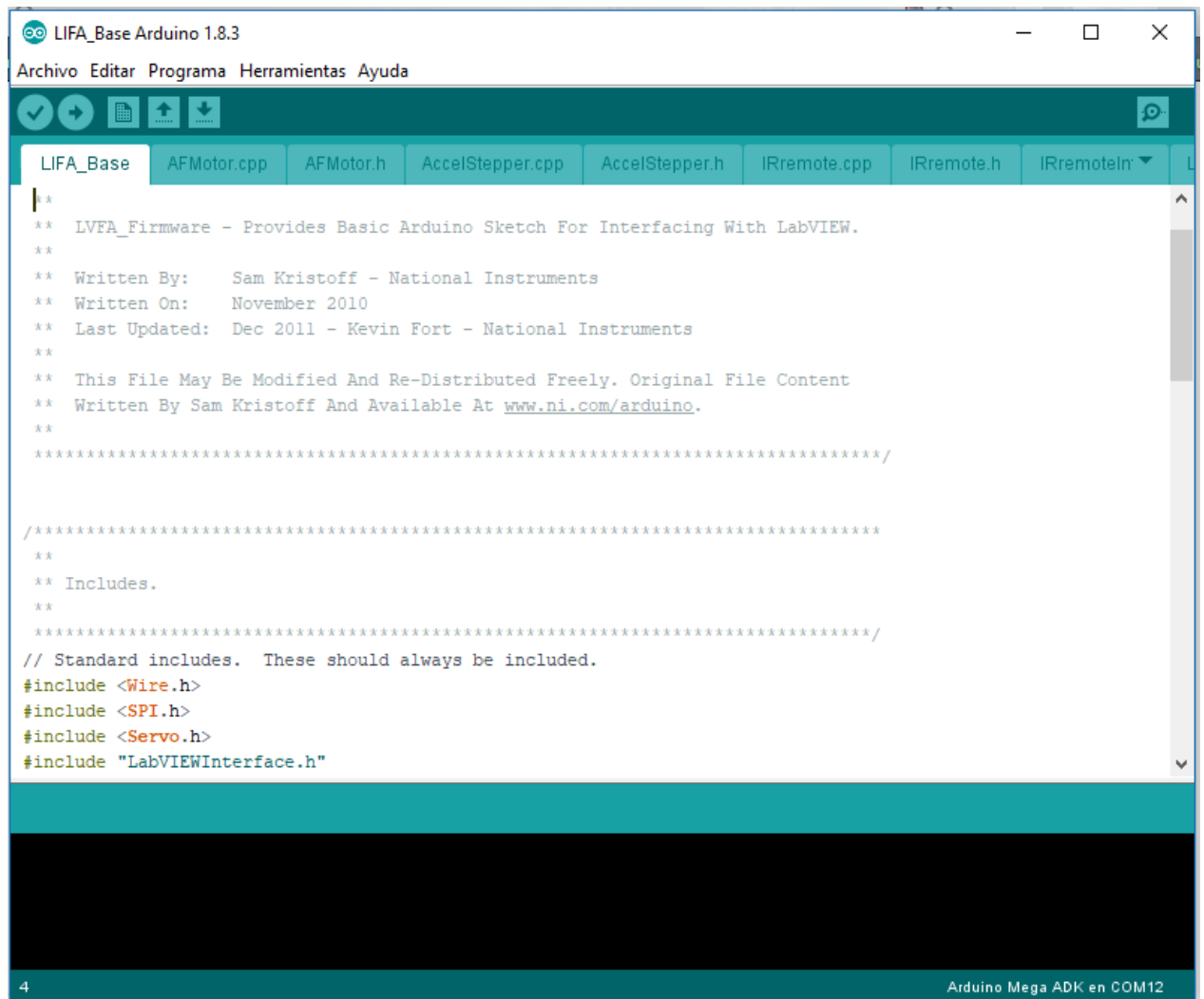
8.1.1 Función

El software de la imagen MC-31 está programado para recibir los valores analógicos de la tensión, y convertir esta señal en digital para luego enviarla al Arduino mega a través del circuito de aislamiento.

8.2 Software Arduino Mega

A diferencia del software que se instalara en el Arduino nano, el cual fue programado directamente sobre la plataforma de Arduino. El software para el Arduino mega se programara indirectamente a través de una biblioteca disponible para LabView.

Para poder programar desde LabView la plataforma Arduino es necesario utilizar un firmware llamado LIFA_base el cual se debe de instalar directamente desde la plataforma Arduino. En la imagen MC-32 se muestra una imagen del mismo.



```
LIFA_Base Arduino 1.8.3
Archivo Editar Programa Herramientas Ayuda

LIFA_Base AFMotor.cpp AFMotor.h AccelStepper.cpp AccelStepper.h IRremote.cpp IRremote.h IRremoteIn...

/**
 ** LVFA_Firmware - Provides Basic Arduino Sketch For Interfacing With LabVIEW.
 **
 ** Written By: Sam Kristoff - National Instruments
 ** Written On: November 2010
 ** Last Updated: Dec 2011 - Kevin Fort - National Instruments
 **
 ** This File May Be Modified And Re-Distributed Freely. Original File Content
 ** Written By Sam Kristoff And Available At www.ni.com/arduino.
 **
 **/

/*****

**
** Includes.
**
**/

// Standard includes. These should always be included.
#include <Wire.h>
#include <SPI.h>
#include <Servo.h>
#include "LabVIEWInterface.h"

4 Arduino Mega ADK en COM12
```

Imagen MC-32: Firmware LIFA base.

8.2.1 Función del Firmware

El software de la imagen MC-32 está programado para permitir la programación indirecta desde LabView a Arduino.

8.2.2 Software LabView

En el caso de LabView a diferencia de la programación tipo C++ que se implementa en el software de Arduino, este software posee un entorno de desarrollo con un lenguaje de programación visual o gráfico lo que facilita la programación. Además los programas diseñados en LabView disponen de un diagrama de bloques donde se realiza la programación y una pantalla de visualización en la que se muestran los valores de las magnitudes que están siendo relevadas por el software.

Antes de empezar con la explicación individual de cada una de las partes que componen el software. Se cree conveniente aclarar cómo funciona, de forma general, el conjunto de los bloques más importantes que formaran el mismo.

8.2.2.1 Bloques de inicialización:

Estos nos permiten definir cada una de las variables que manejan la comunicación serial entre LabView y Arduino.

8.2.2.2 Bloque de entrada:

Estos reciben las variables de los bloques de iniciación y envía a través de una salida denominada “Arduino Resource” estos parámetros de inicialización al resto de los bloques subsiguientes, también posee una salida denominada “error in”.

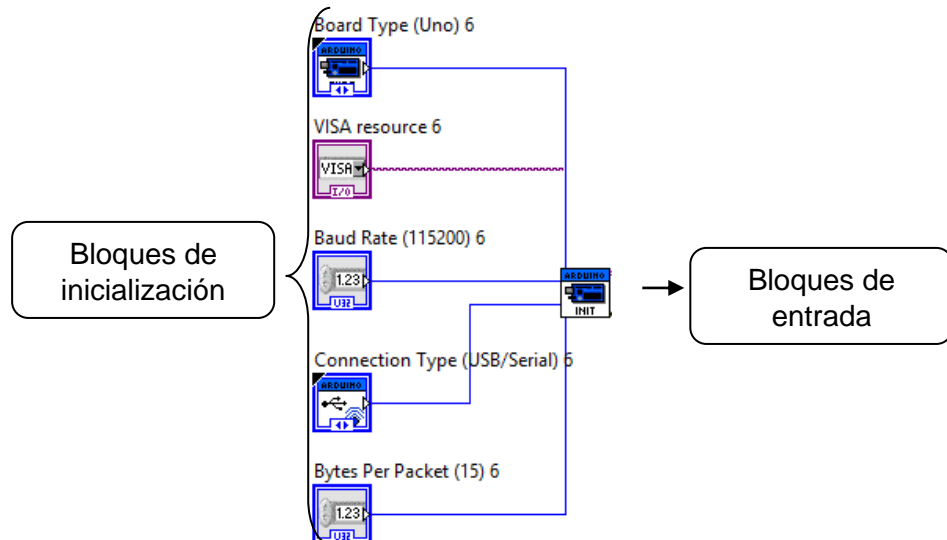


Imagen MC-33: Bloques de inicialización y entrada como diagrama de bloques.

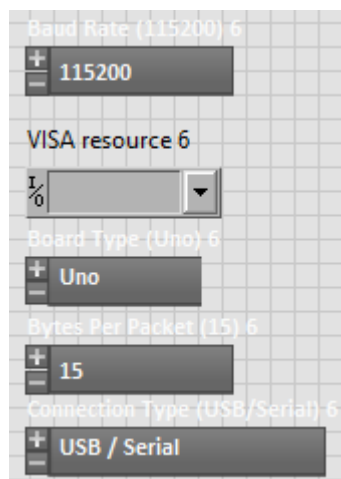


Imagen MC-34: Bloques de inicialización dentro de la interfaz de usuario.

8.2.2.3 Bloque de lectura de entrada analógica:

Este bloque es el que procesa la señal obtenida a través de la entrada analógica, la cual llega como un valor de entre 0 y 255, y lo transforma en una salida que se corresponde con el valor de tensión presente en la entrada analógica. Por lo que la salida de este bloque da una señal de entre 0 y 5V.

En este bloque solo se debe de definir la entrada analógica del Arduino que se va a utilizar por medio de una entrada numérica, además de conectar las entradas “Arduino Resource” y

“error in”. Y como salida obtenemos un parámetro denominado “Voltage” que es la señal de entre 0 y 5 V antes mencionada.

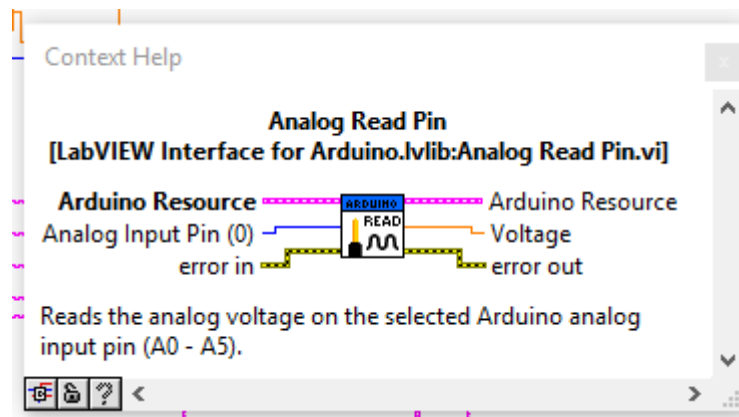


Imagen MC-35: Descripción del bloque de lectura.

8.2.2.4 Bloques operadores:

Estos bloques nos permiten realizar operaciones matemáticas y por ende modificar el valor de las señales obtenidas, lo que permite trabajar con la señal de entrada digital que recibe el software hasta lograr que se corresponda de la mejor manera posible con la señal real. Por lo que estos bloques reciben una o más señales de valor numérico a través de sus entradas, operan matemáticamente y devuelven el resultado como señal de salida.

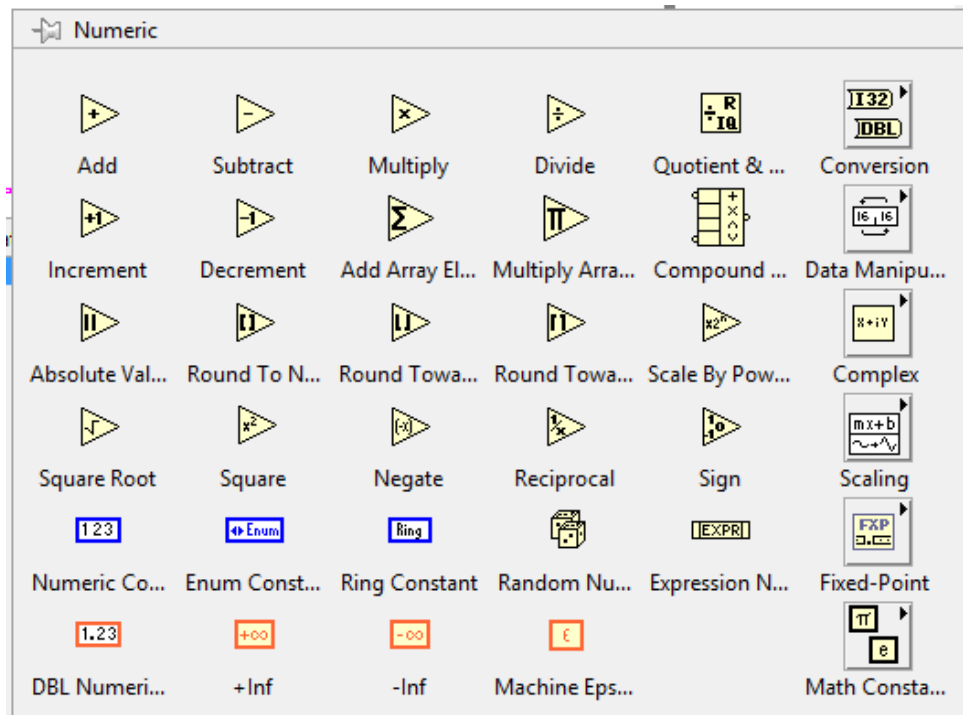


Imagen MC-36: Algunos de los bloques operadores más comunes.

8.2.2.5 Bloques de medición y comando:

Los bloques de medición son los que permiten visualizar los valores de las señales adquiridas a través de la interfaz de usuario, por lo que poseen solamente una entrada y dentro del diagrama de bloques no poseen salida. En contra posición se encuentran los

bloques de comando los cuales solo envían señales de mando es decir tienen salida pero no entrada, estas señales son configuradas por el usuario a través de la interfaz de usuario.

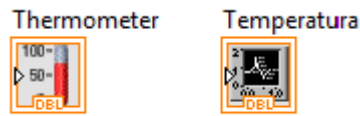


Imagen MC-37: Algunos de los bloques de medición/comando como diagrama de bloque.

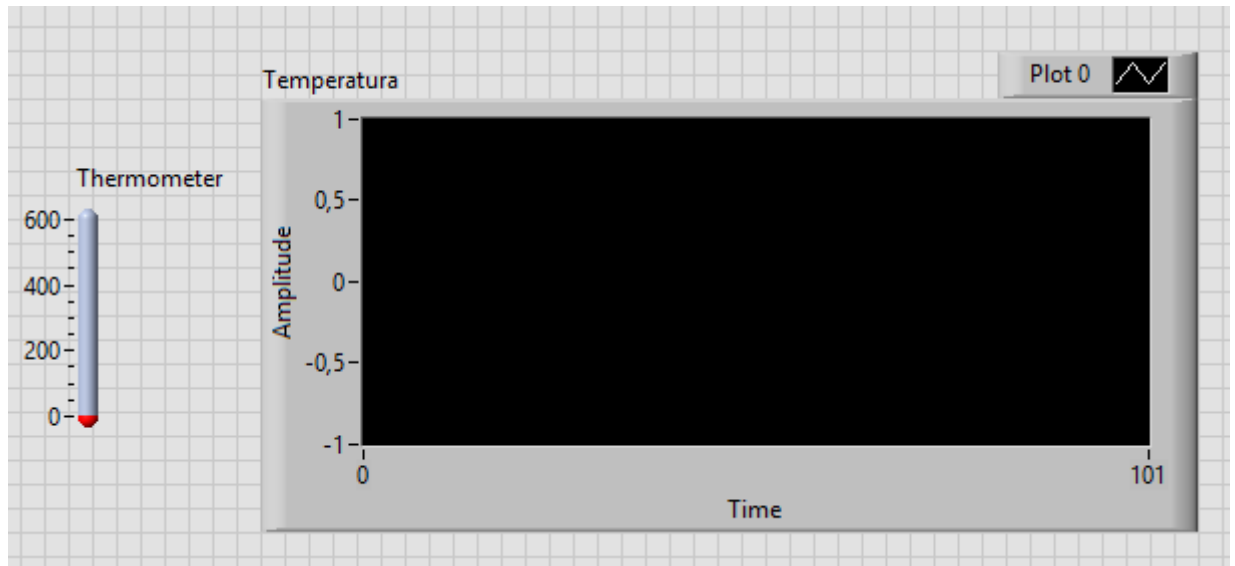


Imagen MC-38: Los bloques de la imagen MC-35 dentro de la interfaz de usuario.

8.2.2.6 Bloques de conversión de variables

Estos bloques permiten transformar una variable en otra. Existen muchos bloques con estas características dentro de LabView, pero para el diseño de este software solo se utilizó uno de estos bloques que es el que convierte una variable tipo "Number" en una tipo "Fractional String". Esto permite almacenar luego los datos adquiridos.

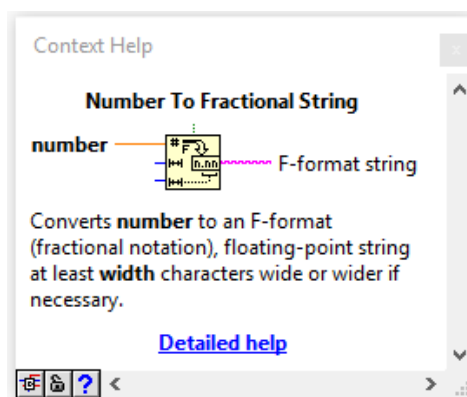


Imagen MC-39: Descripción de un bloque de conversión.

8.2.2.7 Bloque tipo matriz

Este bloque permite almacenar los datos en forma de tabla, por lo que tiene tantas entradas como sean requeridas y proporciona una salida con el conjunto de todos los datos almacenados.

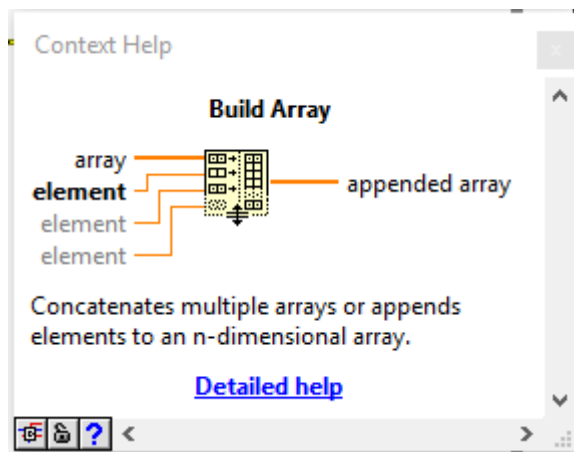


Imagen MC-40: Descripción de un bloque tipo matriz.

8.2.2.8 Bloque de fecha y hora

Este bloque emite una salida con la información del día y la hora en la que se están relevando los datos.

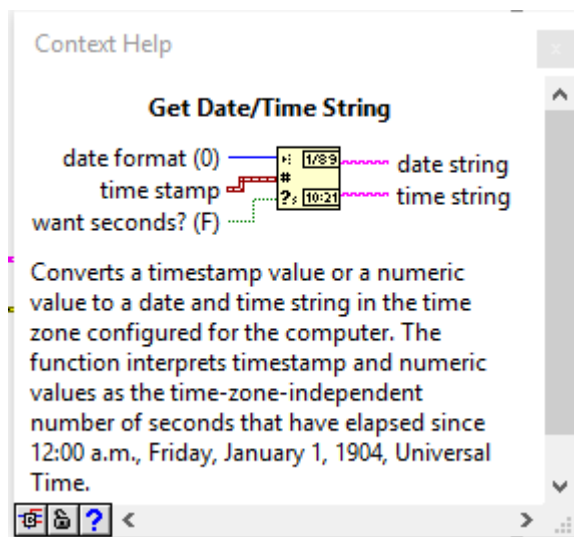


Imagen MC-41: Descripción de un bloque de fecha y hora.

8.2.2.9 Bloque para generar un archivo tipo Excel.

Este bloque al recibir una señal de entrada de una matriz genera un archivo Excel con la misma.

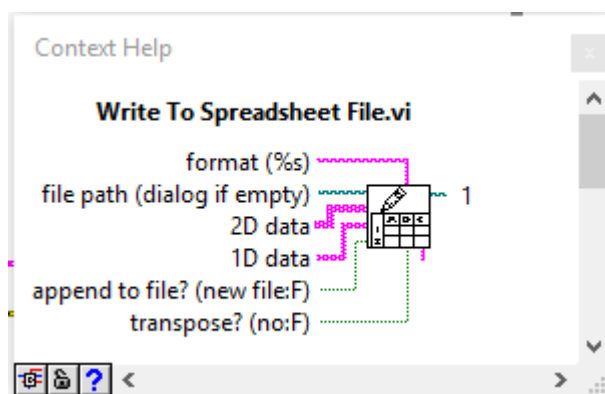


Imagen MC-42: Descripción de un bloque para generar un archivo Excel.

8.2.2.10 Función While loop:

Esta debe de encerrar todos los procesos del programa que deben de repetirse, como por ejemplo la adquisición de datos.

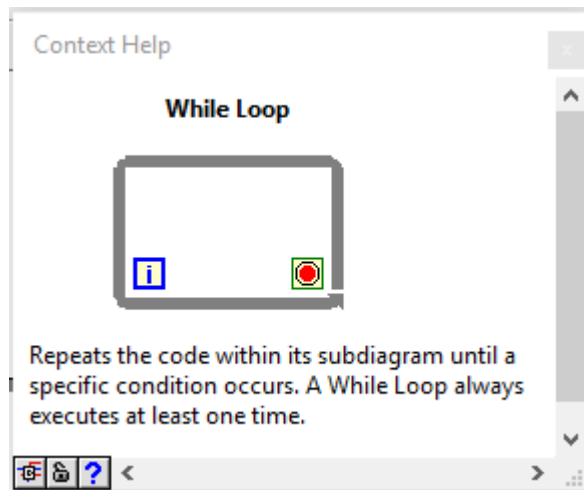


Imagen MC-43: Descripción de la función While loop.

8.2.2.11 Bloque para finalizar la comunicación con Arduino:

Este termina la conexión con Arduino y envía una señal de error en caso de que se haya generado algún problema en la ejecución del programa, esta señal de error se puede conectar a un bloque que se encarga de informarle al usuario que tipo de error se ha generado.

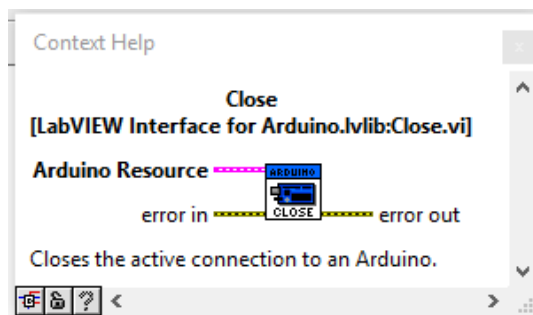


Imagen MC-44: Descripción del bloque que finaliza la comunicación con el Arduino.

Para facilitar la explicación de cómo se realizó el mismo se abordara cada magnitud a medir de manera individual. Cabe aclarar que los procesos de inicialización y de cierre no se explicaran en cada fracción del software que se vaya a tratar, debido a que estos trabajan de igual manera en todas las partes del programa. Por lo que se cree suficiente con las explicaciones dadas anteriormente que explican los funcionamientos de los bloques de inicialización, entrada y el bloque para la finalización de la comunicación con Arduino.

8.2.2.12 Tensión:

En el caso de la tensión como ya se ha explicado con anterioridad, esta es adquirida primeramente por el Arduino nano y luego es enviada al Arduino mega a través de un protocolo I²C. La librería de Arduino dentro de LabView, como ya se ha mencionado, permite

utilizar este protocolo a través de los bloques “I2C int” y “I2C Read” los cuales se pueden apreciar en la imagen MC-45 que se ve a continuación.

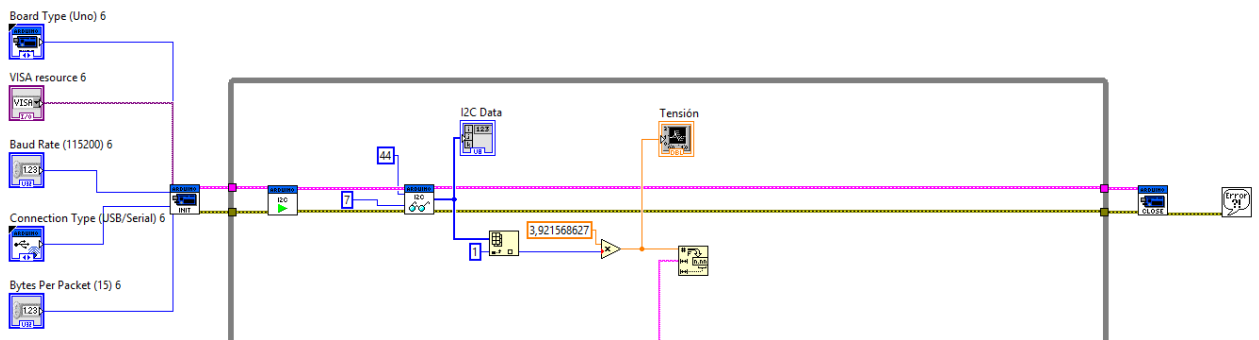


Imagen MC-45: Fracción del programa que permite adquirir los valores de tensión.

El bloque I2C int es el que inicia el protocolo de comunicación mientras que el bloque I2C Read es el que registra el valor medido y envía una señal de salida. Los parámetros que posee de entrada este segundo bloque son el código de comunicación (44) y la cantidad de bits que se quieren obtener en la salida (7).

Los bits leídos son enviados al bloque “I2C Data” donde se pueden visualizar a través de la pantalla de usuario como se muestra en la imagen MC-46.

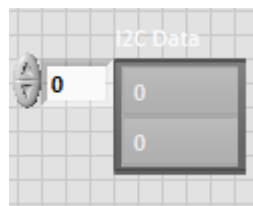


Imagen MC-46: Datos entrantes al bloque I2C Data.

Este bloque antes mencionado permite determinar cuál es el bit de dato que es relevante, es decir el que contiene el valor sensado. En este caso el bite relevante es el número 1 (cabe aclarar que la matriz comienza en 0). Por lo que el bloque siguiente “index array” selecciona el valor de la matriz enviada por “I2C Read” de la posición 1 (la entrada que se puede apreciar al bloque “index array” especifica dicha posición) y lo da como salida. Luego dicho valor es ingresado a un operador que lo multiplica por la constante que determina cuánto vale cada unidad de medida (son 255 unidades), en este caso dicho valor corresponde a la resolución antes calculada (3,92 V/unidad).

El valor de salida que envía dicho operador se envía a un bloque de medición para poder ser visualizado por el usuario a través de la interfaz. Además este valor de salida es envidado a un bloque de conversión de variable el cual convierte el valor en un String y lo envía a la parte del software que se encarga de almacenar todas las variables.

8.2.2.13 Temperatura, caudales y corriente:

Tanto para medir la temperatura, la corriente, como también así los caudales, se dispone de instrumentos (en el caso de la corriente la placa de adquisición) que generan una salida analógica de 0 a 5V que se corresponde de forma lineal con la medida que están relevando por lo que el software debe de interpretar dicho valor y mostrar el valor sensado a través de la interfaz de usuario. Por lo que este esquema que se muestra en la imagen MC-47 se repetirá 4 veces dentro del programa (uno por cada magnitud a sensorar) y la única variable

que se recibe un cambio, entre un esquema y el otro, es la constante que afectan la señal de entrada a través de un bloque operador para que se corresponda de la mejor manera posible con el valor real del ensayo. Los valores de estas constantes deben de ser obtenidos a través del manual proporcionado por el fabricante o a través de ensayos realizados sobre los equipos, de todas formas es recomendable siempre realizar los ensayos sobre los equipos para corroborar lo que indica el fabricante, ya que pueden existir diferencias entre el valor de salida indicado por el fabricante y el valor real. Es por esto que se ha realizado un ensayo para obtener las constantes de los tres caudalímetros, que se encuentra presente en la sección *ESC* del anexo **Ensayos**.

Para el caso de la señal de temperatura la obtención de esta constante quedara a la espera de la obtención del equipo.

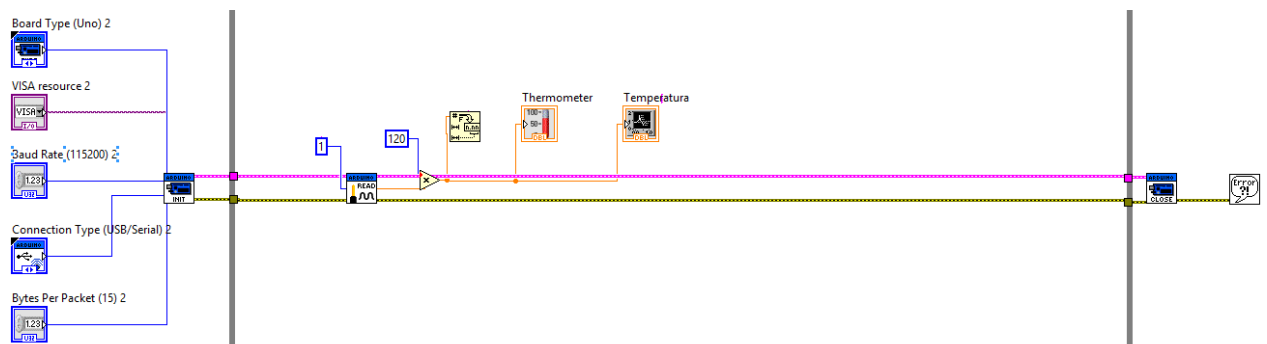


Imagen MC-47: Fracción del programa que permite adquirir los valores de temperatura.

Como se puede apreciar en la imagen MC-47 la señal a adquirir es determinada por el bloque de lectura de entrada analógica, luego la señal de salida es enviada al operador que corrige la escala para que la salida de 0 a 5 que envía el bloque de lectura de entrada analógica se corresponda de la mejor manera posible con los valores reales que están siendo sensados. Luego a la salida del operador se colocan los bloques de conversión de variable y los bloques de medición cuyas funciones ya han sido detalladas.

8.2.2.14 Presión

En el caso particular de la presión el esquema del programa es similar al ya visto para la temperatura y los caudales pero con la particularidad de que la señal que se recibe no es lineal por lo que se requiere pasar la señal adquirida por una serie de operadores diferentes como se ve en la imagen MC-48.

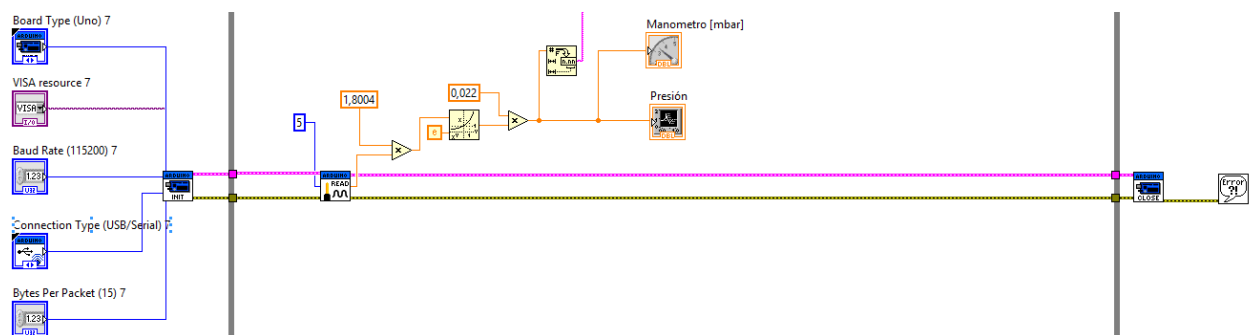


Imagen MC-48: Fracción del programa que permite adquirir los valores de presión.

Los operadores que se pueden apreciar en la imagen anterior son los que permiten generar dentro del programa la ecuación que se obtuvo en el ensayo de determinación de la curva

de relación entre la tensión y la presión de vacío presente en la sección *ESP* en el anexo **Ensayos**. Para poder visualizar de la mejor forma posible los valores adquiridos por el sistema. Esta ecuación es:

$$y_{[mbar]} = 0,022 * e^{1,8004x_{[mV]}}$$

Cada una de las constantes presentes en la ecuación se pueden visualizar en el software por lo que se cree innecesario explicar bloque por bloque. A la salida del conjunto de operadores se obtiene el resultado de la ecuación anterior que se dirige a los bloques de conversión de variable y los bloques de medición cuyas funciones ya han sido detalladas.

8.2.2.15 Guardado de los valores adquiridos

En esta parte del software se reciben todos los valores adquiridos en forma de String, más los valores enviados del bloque de fecha y hora. Almacena esta información en una matriz y la envía al bloque que convierte la matriz en un archivo Excel.

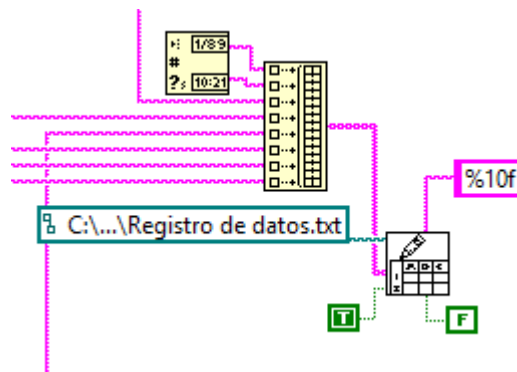


Imagen MC-49: Fracción del programa que permite guardar los valores adquiridos.

9 Diseño de plaquetas

Para diseñar las plaquetas que contendrán los componentes que harán posible la adquisición de datos del sistema, se ha optado por la utilización del software Eagle de Autodesk el cual es de uso libre para los estudiantes. El mismo proporciona, en sus librerías, todos los elementos que requiere este proyecto exceptuando el Arduino nano que se obtuvo a través de una librería externa creada por un particular para la plataforma Eagle.

Este software proporciona dos capas, de las cuales la primera es la esquemática, que permite visualizar los componentes de una forma gráfica correspondiente con la simbología internacional; contemplando tanto la simbología estadounidense como la europea. La segunda capa muestra los componentes como son en su forma física manteniendo la escala real, lo cual permite organizarlos dentro de la plaqueta. Una vez seleccionados los componentes, realizado su conexionado y organizado dentro de una placa de pcb virtual el software permite su impresión en espejo para poder traspasar las pistas a una placa real, además de poderse utilizar el archivo sin espejar para darle las indicaciones a una fresadora CNC para el calado de las pistas, facilitando de esta manera el armado de las placas.

Como se especificó en los párrafos anteriores, primero se realiza el esquema y las conexiones de los componentes. Quedando de la siguiente manera:

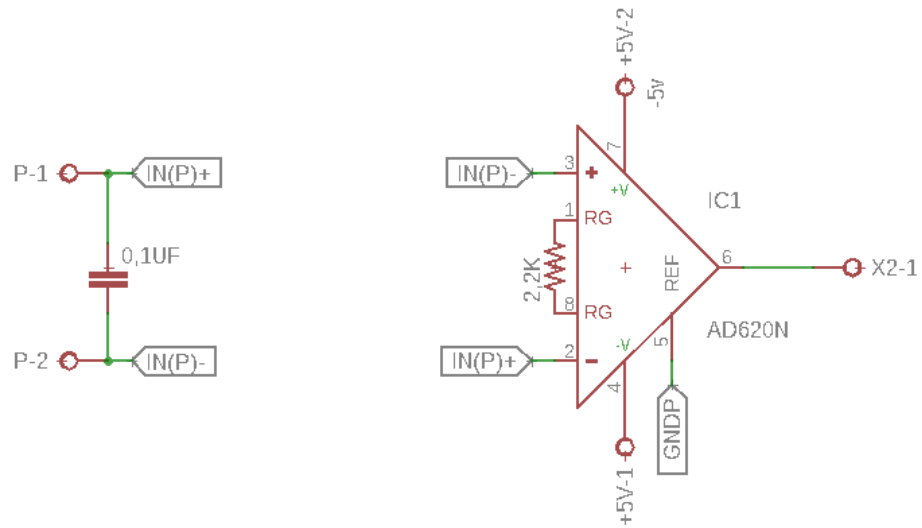


Imagen MC-50: Circuito de acondicionamiento de la señal de entrada de la presión.

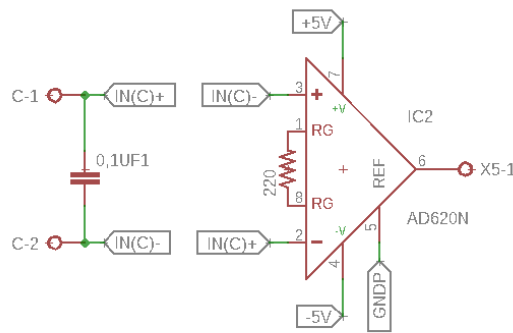


Imagen MC-51: Circuito de acondicionamiento de la señal de entrada de corriente.

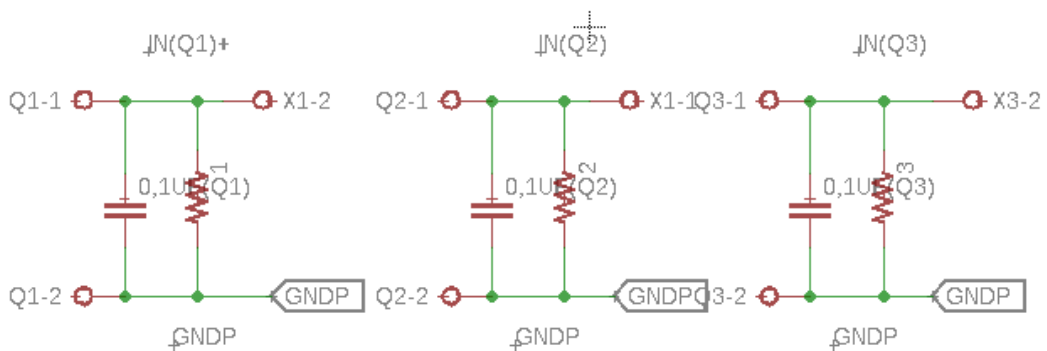


Imagen MC-52: Circuito de acondicionamiento de la señal de entrada de los caudalímetros.

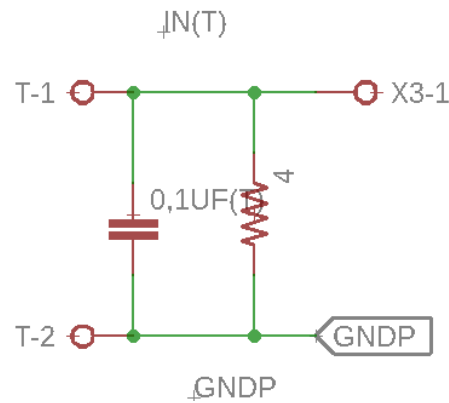


Imagen MC-53: Circuito de acondicionamiento de la señal de entrada de la temperatura.

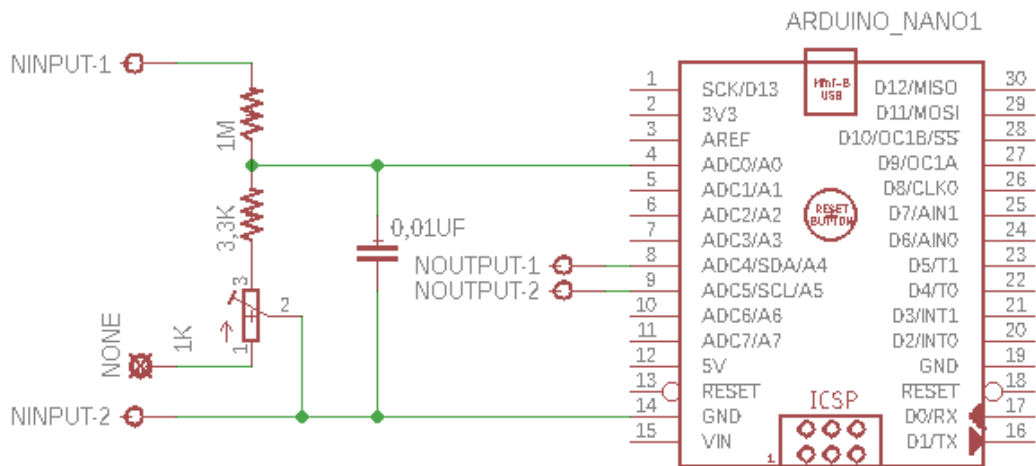


Imagen MC-54: Circuito de acondicionamiento de la señal de entrada de tensión.

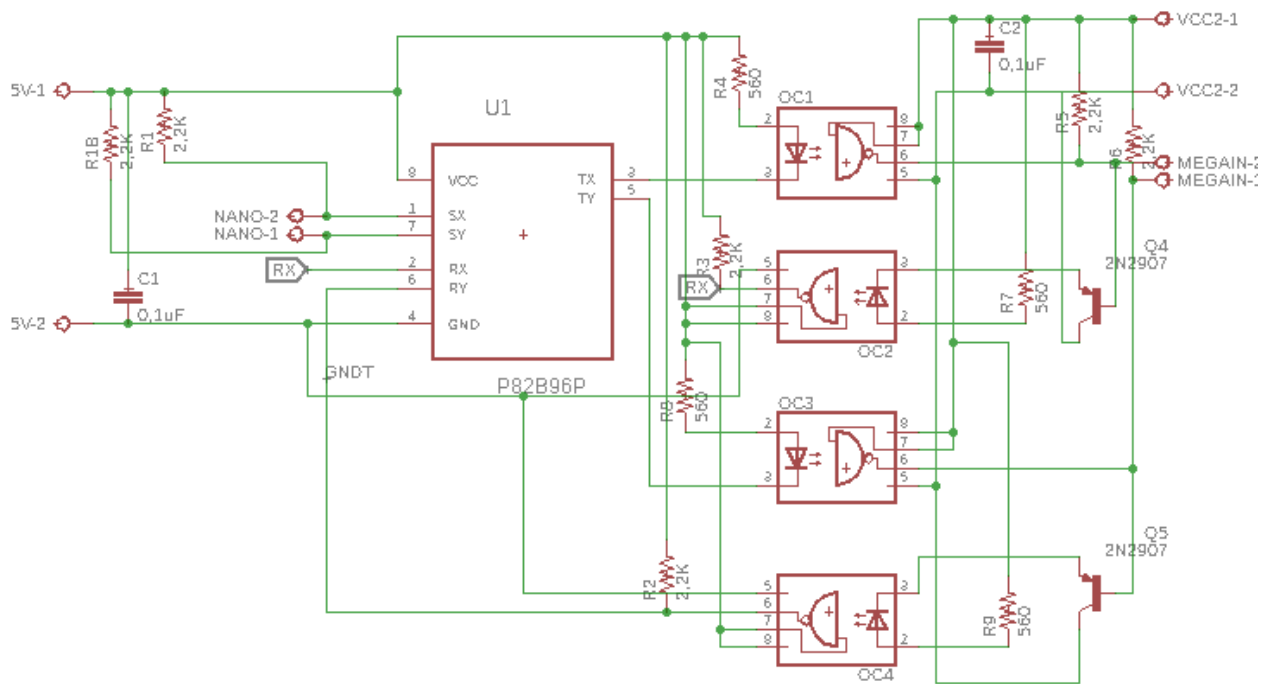


Imagen MC-55: Circuito de recepción aislamiento y transmisión de la señal de tensión.

Como se puede observar en el esquema de la recepción y transmisión de la señal de tensión, se seleccionó un transistor del tipo PNP. Para conocer todos los detalles del mismo ver el apartado DS2N2907 del anexo **Datasheets**.

9.1 Ancho de las pistas

Para lo que respecta al diseño de la placa pcb propiamente dicha, Eagle genera los componentes en tamaño real que están presentes en los gráficos esquemáticos e indica cómo van conectados, pero los mismos se deben de organizar y unir dentro de la placa de forma manual. Además se debe de especificar el tamaño de las pistas, para esto se debe de tener una referencia de que valores son los recomendados para estos circuitos. Debido a esto se utilizaran las tablas que se presentan a continuación:

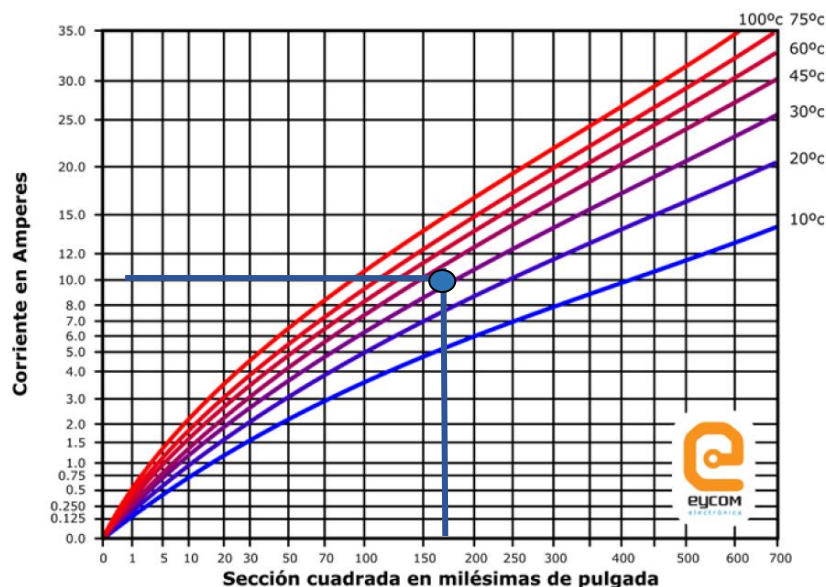


Imagen MC-56

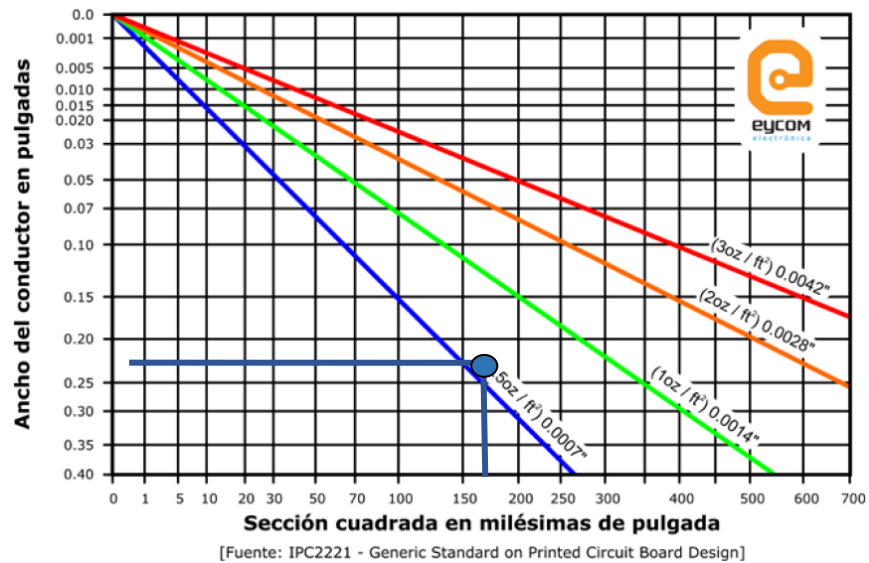


Imagen MC-57

Primeramente se debe determinar la corriente más elevada del circuito para así poder adoptar un valor común para todas las pistas. En este caso todas las corrientes dan valores inferiores a 10mA por lo que se tomara este valor como referencia y se ingresara con el mismo a la tabla de la imagen MC-56 como se aprecia en la misma. Además se adopta un rango máximo de variación de temperatura de 45°C por lo que la curva a intersectar corresponde a dicho valor. En función de esta primera tabla se obtiene que el valor de la sección cuadrada en milésimas de pulgadas es de 150. Con este valor se ingresa a la tabla de la imagen MC-57 y se intersecta la curva de 0,5 oz/ft² que corresponde al tipo de plaqueta adoptado. En función de esto se obtiene que el valor recomendado de ancho de pista es de 0,24 in.

Este valor obtenido es el valor mínimo con el que se debe de utilizar, pero en este caso cómo el montaje de la placa pcb se realizara de forma manual se prefiere ser más conservador y adoptar un valor de 0,40 in para el ancho de las pistas.

9.2 Modelo 2D en pcb

Por ser la señal de tensión elevada, luego de realizar el acondicionamiento esta es adquirida por el Arduino Nano. Lo que se busca es separar físicamente la alta tensión de la plaqueta de adquisición principal, por lo que este circuito constará con una plaqueta individual, tanto para aislar el circuito como para un montaje más cómodo, la cual se esquematiza a continuación:

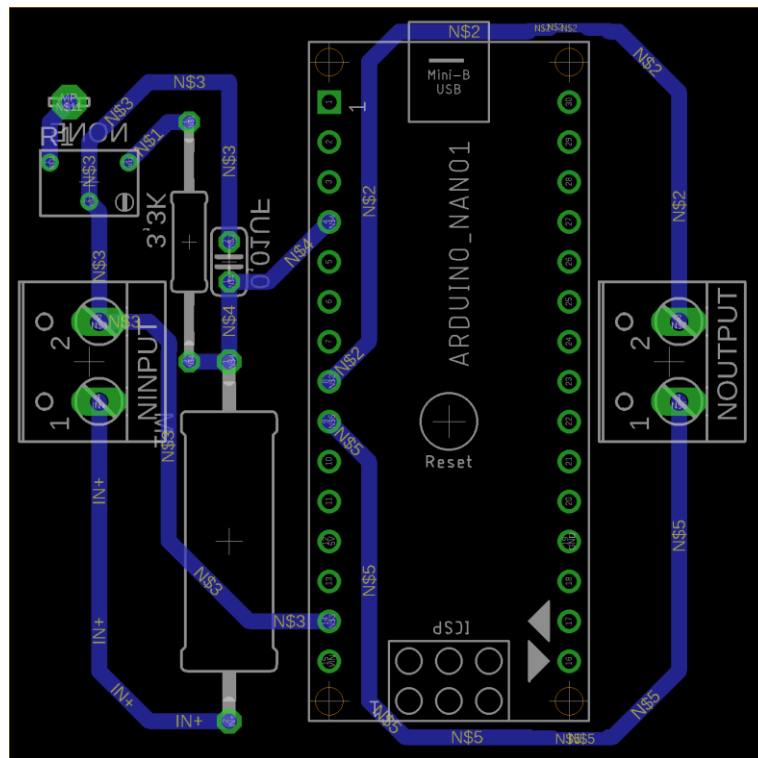


Imagen MC-58: Plaqueta de adquisición de tensión.

El resto del circuito de adquisición se realiza en otra placa la cual posee la mayoría de las entradas en la parte inferior y el lado izquierdo, reservando solo las salidas y una entrada de tensión para el lado derecho. El esquema de la segunda placa se puede ver a continuación:

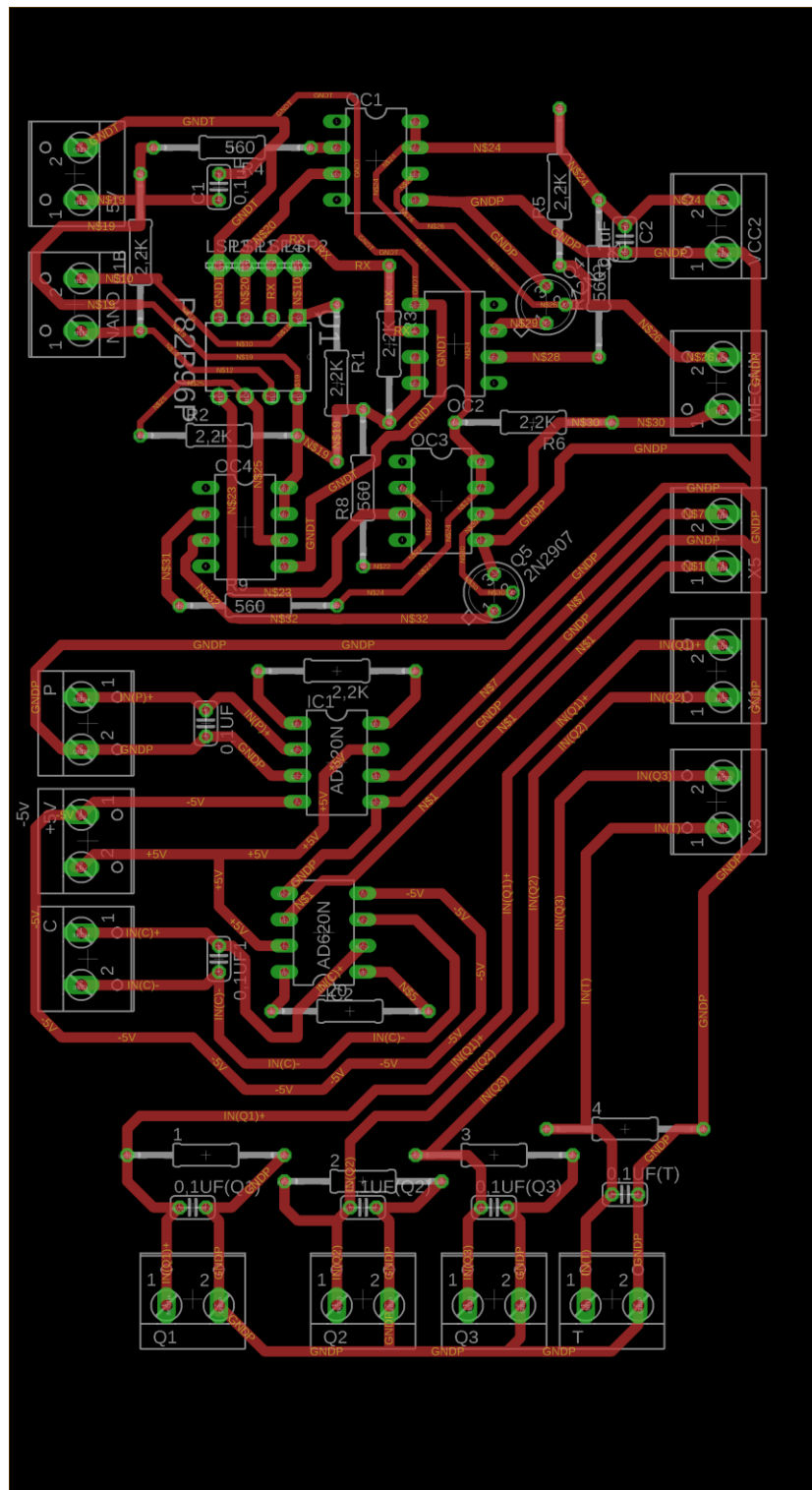
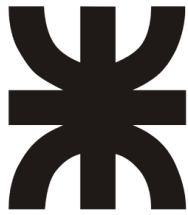


Imagen MC-59: Plaqueta de adquisición general.

**Los nombres que se encuentran en las últimas dos imágenes no se corresponden con los códigos de los elementos que allí se encuentran. Para tener una referencia fehaciente de con que elementos se corresponden se sugiere ver los planos que se encuentran en la ingeniería de detalles.*



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Concepción del Uruguay
Ingeniería Electromecánica

**PROYECTO FINAL DE CARRERA
(P F C)**

“Adquisición de las variables principales del Reactor de
Nitruración”

**Anexos
Complementarios
“Bibliografía”**

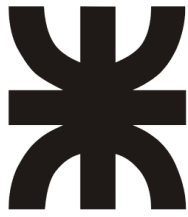
AÑO 2018

Bibliografía Utilizada

- Libro – Autor: Ogata, Katsuhiko. Año: 1996. Título: “Sistemas de Control en tiempo Discreto”. 2da Edición. Editorial: Prentice Hall Hispanoamericana.
- Libro – Autor: Ramón, Pallás Areny. Año: 1993. Título “Adquisición y Distribución de Señales. Editorial: Marcombo, Barcelona.
- Libro – Autor: Karcz, Andrés. Año 1975. Título: “Fundamentos de Metrología Eléctrica. Unidades, Patrones, Instrumentos”. Volumen I. Editorial: Marcombo, Barcelona.
- Libro – Autor: Sturla, Antonio Enrique. Año: 2002. Título: “Tratamiento térmico de los Aceros, Teoría y Práctica”. Volumen II. Editoria: Nueva Librería.
- Manual de operación de caudalímetro digital “AALBORG”.
- <http://www.arduino.cl> (Arduino).
- <https://es.omega.com> (Omega).
- <http://www.ni.com> (DAQ).

Softwares Utilizados

- Office Excel
- Arduino
- LabView
- Eagle
- SolidWorks
- SolidWorks PCB



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Concepción del Uruguay
Ingeniería Electromecánica

**PROYECTO FINAL DE CARRERA
(P F C)**

“Adquisición de las variables principales del Reactor de
Nitruración”

**Anexos
Complementarios
“Codificación”**

AÑO 2018

Contenido

1	Codificación	3
1.1	Tipo de elemento	3
1.2	Circuito.....	3
1.3	Placa correspondiente.....	3
1.4	Posición	4
1.5	Código	4

1 Codificación

Se realizó una codificación para identificar los elementos. Se realizaron distintas tablas, las cuales se clasifican en elemento, tipo de señal, placa correspondiente y posición.

1.1 Tipo de elemento

Según el tipo de elemento se utilizó la siguiente nomenclatura.

Elemento	Nomenclatura
Arduino Nano	N
Arduino Mega	M
Resistor	R
Capacitor	C
Optoacoplador	O
I2C extensor bus	I
Transistor	S
Potenciómetro	P
Amplificador Operacional	A
PID	D
Ficha DB9	T
Cables	W
Bornera para pcb	B
Conector ficha bnc	G
Conector ficha Xlr Canon	L
Fuente de alimentación	F
Base Carcasa	Q
Tapa Carcasa	Z

1.2 Circuito

Según el tipo de circuito se utilizó la siguiente nomenclatura.

Circuito	Nomenclatura
Tensión	T
Presión	P
Corriente	C
Temperatura	F
Caudal de Argón	A
Caudal de Nitrógeno	N
Caudal de Hidrógeno	H
Externo	E

1.3 Placa correspondiente

Según la placa a la que corresponde se utilizó la siguiente nomenclatura.

Placa correspondiente	Nomenclatura
Placa 1	P1
Placa 2	P2
No corresponde	N0

1.4 Posición

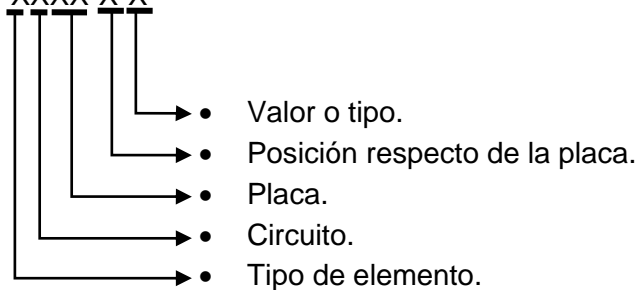
Según la posición que ocupa el elemento con respecto a la placa se utilizó la siguiente nomenclatura.

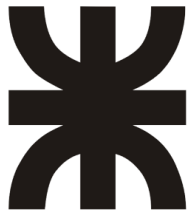
Posición	Nomenclatura
Divisor de tensión	D
Filtro	F
Aislación	A
Amplificación	I
Elementos externos	E
Conexión	C

1.5 Código

Se utiliza el siguiente código para identificar a los elementos

XXXX-X-X





UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Concepción del Uruguay
Ingeniería Electromecánica

**PROYECTO FINAL DE CARRERA
(P F C)**

“Adquisición de las variables principales del Reactor de
Nitruración”

**Anexos
Complementarios
“Glosario”**

AÑO 2018

Glosario

- Multiplexación: En telecomunicaciones, es la técnica de combinar dos o más señales y transmitir las por un solo medio de transmisión.
- Demultiplexación: En telecomunicaciones, es la recuperación de dos o más canales de información en un solo medio de transmisión.
- Transductor: Dispositivo que tiene la misión de recibir energía de una naturaleza eléctrica, mecánica, acústica, etc., y suministrar otra energía de diferente naturaleza, pero de características dependientes de la que recibió.
- Wiring: Es una plataforma de prototipo electrónico de fuente abierta compuesta de un lenguaje de programación, un entorno de desarrollo integrado y un microcontrolador.
- Processing: Es un lenguaje de programación y entorno de desarrollo integrado de código abierto basado en Java, de fácil utilización, y que sirve como medio para la enseñanza y producción de proyectos multimedia e interactivos de diseño digital.
- AVR: Son una familia de microcontroladores RISC del fabricante Atmel.
- String: *Cadena*. Es una serie de caracteres donde cada carácter es lo mismo que un byte.
- Protoboard: es un tablero con orificios que se encuentran conectados eléctricamente entre sí de manera interna, habitualmente siguiendo patrones de líneas, en el cual se pueden insertar componentes electrónicos y cables para el armado de circuitos electrónicos y sistemas similares.

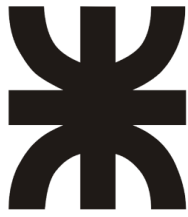
Siglas

- PFC: Proyecto Final de Carrera.
- UTN: Universidad Tecnológica Nacional.
- FRCU: Facultad Regional de Concepción del Uruguay.
- GIS: Grupo de investigación de Ingeniería en Superficies.
- ISP: Introducción y Situación Problemática.
- IB: Ingeniería Básica.
- ID: Ingeniería de Detalles.
- MC: Memorias de Cálculo.
- MUS: Manual de usuario del software.
- AE: Anexo Ensayos.
- EST: Ensayo de respuesta del circuito de adquisición de la señal de tensión.
- ESC: Determinación de las curvas de los caudalímetros.
- ESP: Determinación de la curva de relación entre la tensión y la presión de vacío.
- ESA: Ensayo de respuesta del amplificador de instrumentación ante la señal de presión.
- PID: Controlador Proporcional, Integrativo, Derivativo.
- N₂: Nitrógeno.
- H₂: Hidrógeno.
- Ar: Argón.
- CC: Corriente Continua.
- Z: Impedancia.
- R: Resistencia.
- DSAn: Datasheet Arduino Nano.
- DSAm: Datasheet Arduino Mega.

- UART: Universal Asynchronus Receiver-Transmitter. *Transmisor-Receptor Asíncrono Universal.*
- SPI: Serial Peripheral Interface.
- I²C: Inter-Integrated Circuit.
- SCLK: Clock. *Reloj.*
- MOSI: Maestro Out Esclavo In.
- MISO: Maestro In Esclavo Out.
- SS: Selector Slave. *Selección de esclavo.*
- SDA: Serial DATA.
- SCL: Serial Clock.
- G: Ganancia.
- CMR: Common Mode Rejection. *Rechazo al modo común.*
- Vcc: Volts corriente continua.
- Vca: Volts corriente alterna.
- VDC: Volts corriente continua.
- PCB: Print Circuit Board. *Placa de circuito impreso.*
- CNC: Control numérico por computadora.
- DIP: Dual In-Line Package.

Unidades

- V: Volts.
- mV: Milivolts.
- Hz: Hertz.
- mm: Milímetros.
- A: Amper.
- mA: Miliamper.
- μ A: Microamper.
- Ω : Ohm.
- M Ω : Megaohm.
- k Ω : Kiloohm.
- μ F: Microfaradios.
- ns: Nanosegundos.
- μ s: Microsegundos.
- °C: Grados centígrados.
- W: Watts.
- in: pulgadas.
- ft: pies.
- oz: onzas.
- mbar: milibares.
- ml: mililitros.
- min: minutos.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Concepción del Uruguay
Ingeniería Electromecánica

**PROYECTO FINAL DE CARRERA
(P F C)**

“Adquisición de las variables principales del Reactor de
Nitruración”

**Anexos
Complementarios
“Ensayos”**

AÑO 2018

Contenido

1	Ensayo de respuesta del circuito de adquisición de la señal de tensión (EST).....	3
1.1	Necesidad.....	3
1.2	Objetivo.....	3
1.3	Alcance.....	3
1.4	Parámetros a determinar.....	3
1.5	Equipos y aparatos.....	3
1.6	Medidas de seguridad.....	3
1.7	Descripción del ensayo.....	4
2	Determinación de la curva de relación entre la tensión y la presión de vacío (ESP).....	8
2.1	Necesidad.....	8
2.2	Objetivo.....	8
2.3	Alcance.....	8
2.4	Parámetros a determinar.....	8
2.5	Equipos y aparatos.....	8
2.6	Medidas de seguridad.....	8
2.7	Descripción del ensayo.....	8
2.8	Desarrollo.....	9
3	Determinación de las curvas de los caudalímetros (ESC).....	12
3.1	Necesidad.....	12
3.2	Objetivo.....	12
3.3	Alcance.....	12
3.4	Parámetros a determinar.....	12
3.5	Equipos y aparatos.....	12
3.6	Medidas de seguridad.....	12
3.7	Descripción del ensayo.....	12
3.8	Desarrollo.....	13
4	Ensayo de respuesta del amplificador de instrumentación ante la señal de presión (ESA).....	17
4.1	Necesidad.....	17
4.2	Objetivo.....	17
4.3	Alcance.....	17
4.4	Parámetros a determinar.....	17
4.5	Equipos y aparatos.....	17
4.6	Medidas de seguridad.....	17
4.7	Descripción del ensayo.....	17

1 Ensayo de respuesta del circuito de adquisición de la señal de tensión (EST)

1.1 Necesidad

La falta de seguridad en como responderá el circuito de adquisición de datos principal al sensado indirecto de la tensión y de la respuesta del circuito de sensado directo. Debido a que, si bien los cálculos realizados para el diseño del circuito dan certeza de que los tiempos de respuesta admiten una velocidad de 500 Hz, se desconoce la interacción de este circuito con el software de visualización, ya que está afectada por dos protocolos de comunicación (protocolo serie e I²C).

1.2 Objetivo

Comprobar el comportamiento de los circuitos de adquisición, tanto directo como indirecto, y el software de visualización utilizado para medir la tensión. Además se verificará que la velocidad de muestreo de la que disponen los circuitos permita adquirir un valor que se corresponda con el real de la tensión.

1.3 Alcance

Este ensayo se realizará con un generador de ondas del laboratorio de eléctricas a una frecuencia de 500 Hz y una tensión de 4,5 V. Esta señal será aplicada sobre la entrada analógica del Arduino Nano y se transmitirá a través del protocolo I²C al Arduino Mega, el cual a su vez se comunicará por protocolo serial (USB) con el software de PC (en este caso LabView).

1.4 Parámetros a determinar

Determinación de la correcta recepción y visualización del valor de tensión aplicado contrastándolo con un osciloscopio.

1.5 Equipos y aparatos

- Generador de onda cuadrada.
- Osciloscopio.
- PC (Software LabView y Arduino).
- Arduino Nano.
- Arduino Mega.
- Protoboard.
- Cables de conexión.

1.6 Medidas de seguridad

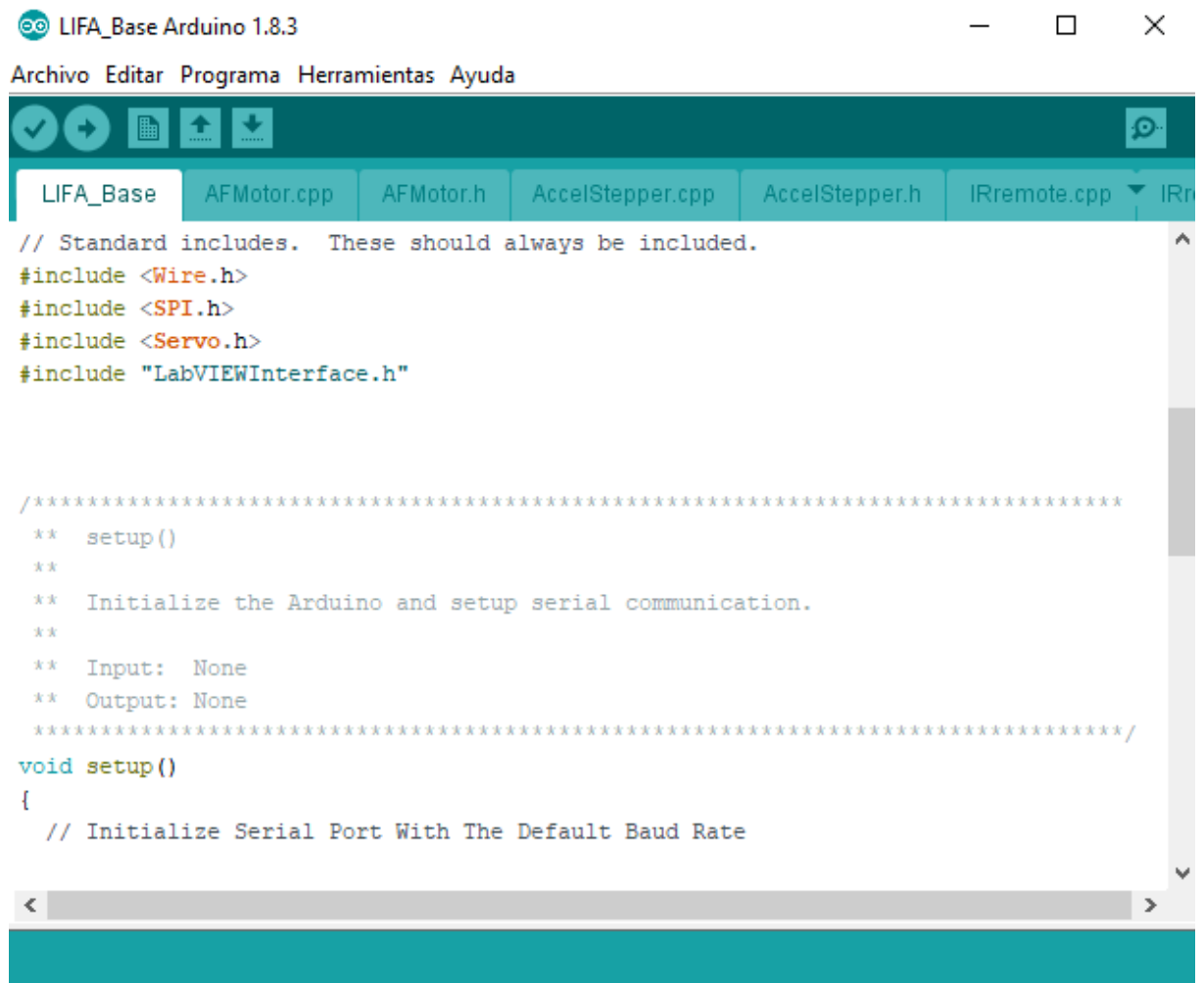
- Verificar la correcta conexión del circuito.
- Corroborar el buen contacto entre los terminales.

- Inexistencia de ruido en la visualización final.

1.7 Descripción del ensayo

Luego de poseer todos los componentes requeridos para el ensayo, lo primero que se debe realizar es la carga de los softwares para el control de los Arduinos, los cuales se muestran a continuación.

Software Arduino Mega

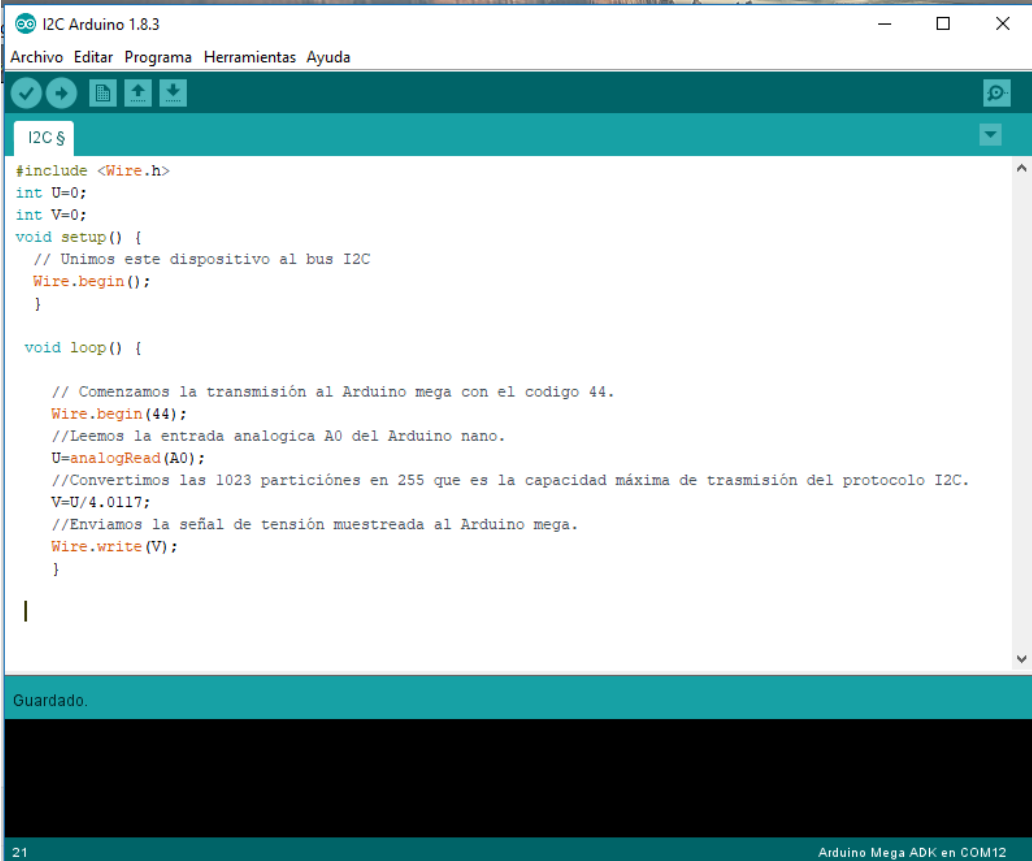


```
LIFA_Base Arduino 1.8.3
Archivo Editar Programa Herramientas Ayuda
LIFA_Base AFMotor.cpp AFMotor.h AccelStepper.cpp AccelStepper.h IRremote.cpp IRr
// Standard includes. These should always be included.
#include <Wire.h>
#include <SPI.h>
#include <Servo.h>
#include "LabVIEWInterface.h"

/*****
**  setup()
**
**  Initialize the Arduino and setup serial communication.
**
**  Input:  None
**  Output: None
*****/
void setup()
{
  // Initialize Serial Port With The Default Baud Rate
```

Imagen AE-1: Firmware LIFA base

Software Arduino Nano



```
I2C $
#include <Wire.h>
int U=0;
int V=0;
void setup() {
  // Unimos este dispositivo al bus I2C
  Wire.begin();
}

void loop() {

  // Comenzamos la transmisión al Arduino mega con el código 44.
  Wire.begin(44);
  //Leemos la entrada analógica A0 del Arduino nano.
  U=analogRead(A0);
  //Convertimos las 1023 particiones en 255 que es la capacidad máxima de transmisión del protocolo I2C.
  V=U/4.0117;
  //Enviamos la señal de tensión muestreada al Arduino mega.
  Wire.write(V);
}

Guardado.
21 Arduino Mega ADK en COM12
```

Imagen AE-2: Software de transmisión Arduino nano

Una vez finalizada la carga de los softwares se debe realizar la conexión entre ambos Arduinos, donde a su vez el Nano estará sensando la señal proporcionada por el generador de ondas, cuya señal además está contrastada con el osciloscopio. A continuación se muestran las imágenes del ensayo con sus respectivas descripciones.

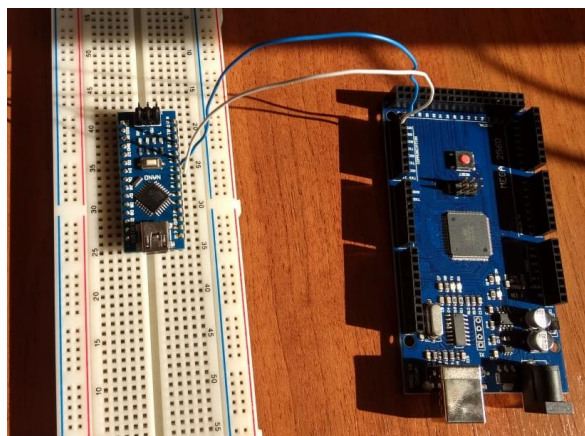


Imagen AE-3: Conexión entre los Arduinos

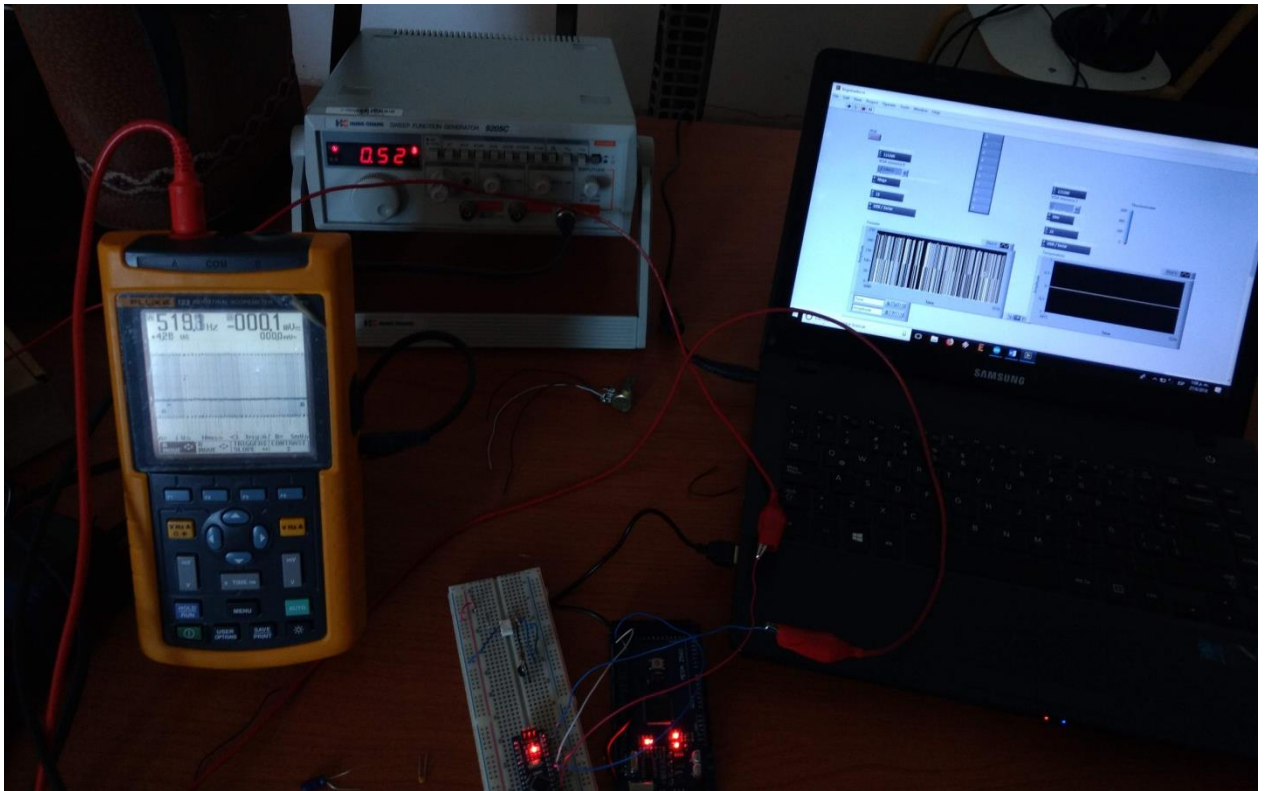
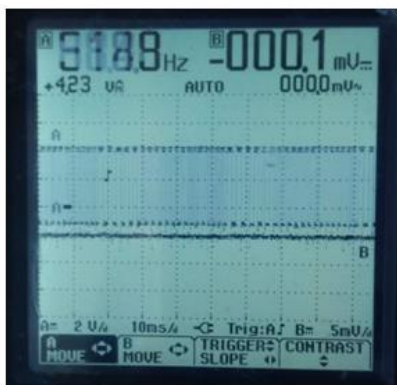
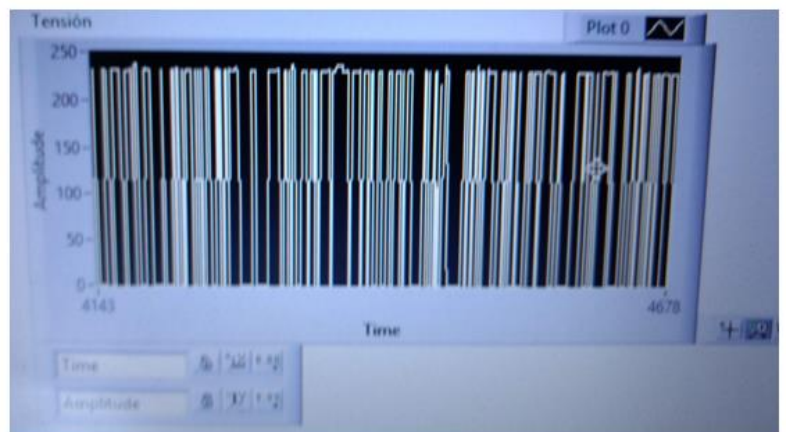


Imagen AE-4: Conexión General

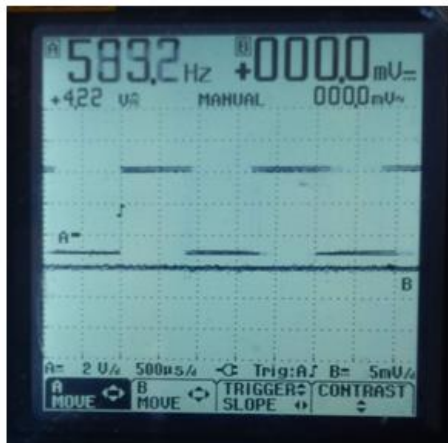


Osciloscopio



LabView

Imagen AE-5: Comparación entre las señales



Osciloscopio



LabView

Imagen AE-6: Comparación entre las señales

Como se puede observar en las imágenes la frecuencia no se puede apreciar con claridad. En parte, esto se debe a que el generador de onda utilizado no podía proporcionar una señal de frecuencia estable. Sin embargo, se obtuvieron resultados favorables con respecto al valor de la señal sensada, que en todo momento acusó el valor máximo entregado por el generador de ondas.

2 Determinación de la curva de relación entre la tensión y la presión de vacío (ESP)

2.1 Necesidad

Debido a que el vacuometro es analógico pero posee una salida digital la cual no establece los rangos máximos y mínimos de salida en la placa de datos del instrumento. Además como tampoco se posee el manual del instrumento y tampoco se encuentra este en internet debido a la antigüedad del equipo se necesita encontrar una relación entre los valores de salida entregados por el instrumento y la presión de vacío sensada.

2.2 Objetivo

Determinar la curva de mejor ajuste entre la tensión y la presión así como también su ecuación.

2.3 Alcance

Este ensayo se realizará con el equipo de nitruración, en el cual se desarrollara solo la etapa de sputtering para poder medir los datos entregados por la bomba.

2.4 Parámetros a determinar

La correspondencia entre lo valores de tensión y de presión

2.5 Equipos y aparatos

- Equipo de nitruración
- PC con Software Excel

2.6 Medidas de seguridad

- Verificar la correcta apertura de la válvula.
- Verificar que el vacuometro este en la escala correcta.

2.7 Descripción del ensayo

Primero se enciende la bomba de vacío con la válvula completamente abierta y se espera a que se establezca el valor de presión alrededor de los 5 mbar. Luego de llegar a este punto se abren los gases que intervienen en el sputtering y se miden los valores de presión y tensión acusados por el instrumento a medida que estos varían en función del cierre de la válvula. Cabe aclarar que para que no se vean influenciados los parámetros a medir por la variación de los caudales de los gases, las válvulas de control se deben encontrar abiertas en un 40% (como se ve a continuación), y además controlar de manera periódica su caudal durante el ensayo. Una vez obtenidos los valores se procede a la carga de los mismos en el Excel para obtener la curva de mejor ajuste con su correspondiente ecuación.

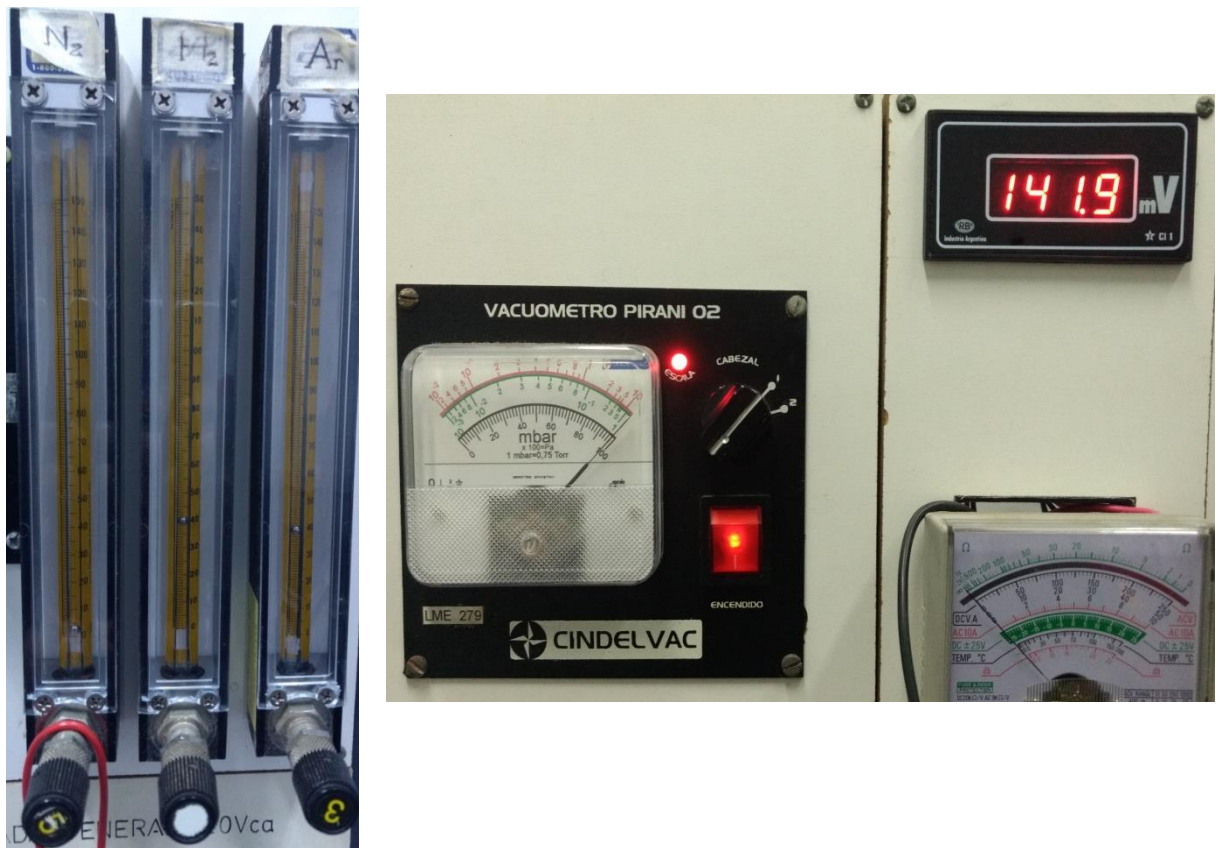


Imagen AE-7: Instrumentos del ensayo

2.8 Desarrollo

Primeramente se relevaron los datos considerando las dos escalas que posee el vacuómetro, una de ellas poseía su máximo en 10 mbar (escala roja) y la otra en 1 mbar (escala verde). Al cambiar de escala lo que ocurría era una variación apreciable en la señal de salida, por lo que teniendo en cuenta las presiones de trabajo en las que se realiza la nitruración se tomará en cuenta para el diseño del software la relación entre la presión en mbar y la salida de tensión entregada cuando el vacuómetro se encuentra en la escala roja. A pesar de esto se realiza graficarán las dos curvas.



Imagen AE-8: Vacuometro en la escala verde

Ambas curvas poseerán distintas ecuaciones que relacionan la presión con la tensión en milivoltios, pero esta diferencia probablemente se deba a la escasa cantidad de datos que

podieron ser relevados para la escala verde debido a que esta trabaja muy cercana al fondo de escala.

Los valores relevados con sus gráficas correspondientes se presentan a continuación:

Roja	
Tensión [mV]	Presión [mbar]
76	0,6
80	0,7
104,3	1,5
120	2,8
130	5
138	10

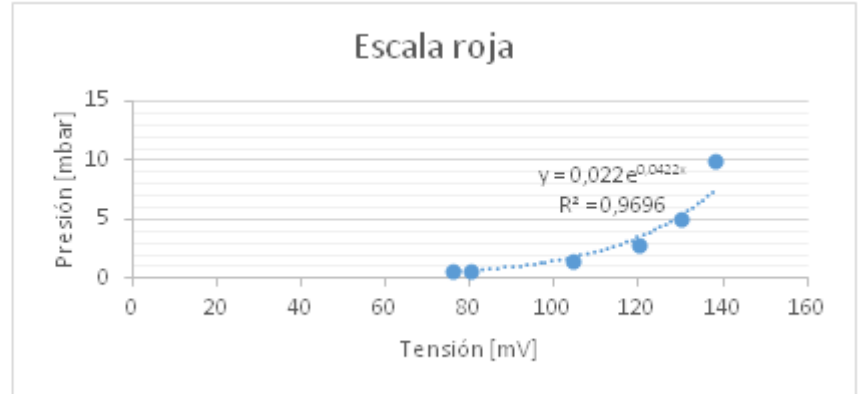


Imagen AE-9: Tabla y grafico escala roja

Verde	
Tensión [mV]	Presión [mbar]
68,8	0,29
72,8	0,3
95,5	0,5

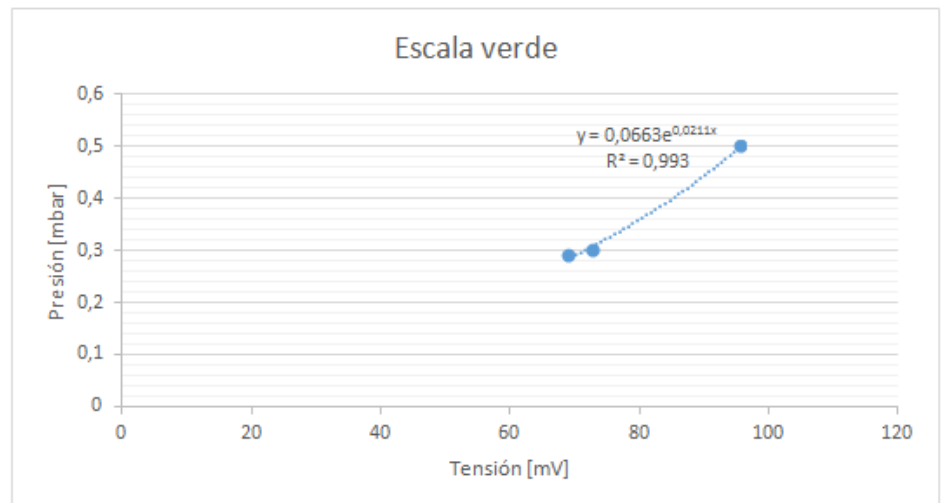


Imagen AE-9: Tabla y grafico escala verde

Como se puede observar la ecuación que se debería utilizar es la siguiente:

$$y_{[mbar]} = 0,022 * e^{0,0422x_{[mV]}}$$

Esta relaciona la tensión en milivoltios con la presión en milibares, pero la tensión que recibirá el sistema de adquisición será ésta pero amplificada por una ganancia proporcionada por el amplificador operacional, por lo que la ecuación de interés para poder ser aplicada dentro del software deberá contemplar dicha ganancia.

Teniendo en cuenta que la ganancia es de 23,45 se obtienen los siguientes valores de tensión en función de las presiones con su correspondiente gráfica:

Tamp [V]	Presión [mbar]
1,78	0,6
1,88	0,7
2,45	1,5
2,81	2,8
3,05	5
3,24	10

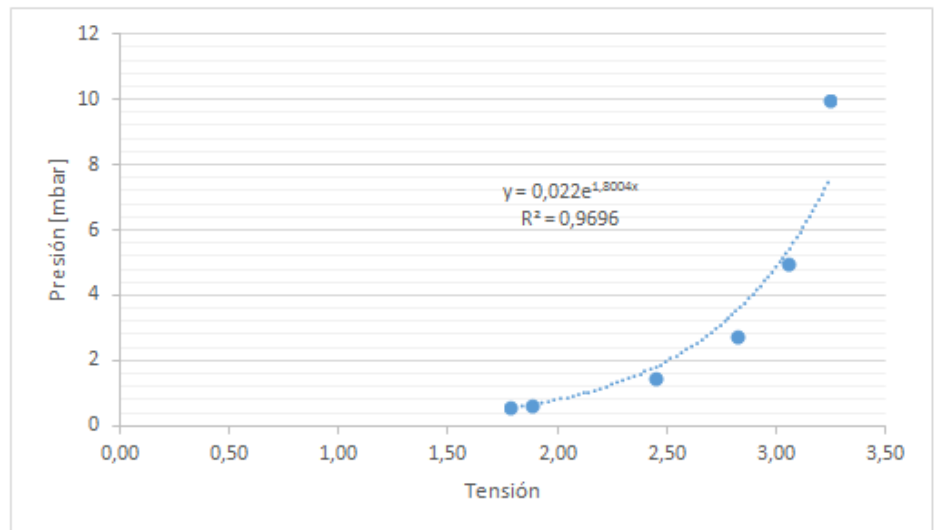


Imagen AE-9: Tabla y grafico escala verde ampliada

En conclusión, la ecuación utilizada en el software será la siguiente:

$$y_{[mbar]} = 0,022 * e^{1,8004x_{[mV]}}$$

3 Determinación de las curvas de los caudalímetros (ESC)

3.1 Necesidad

Para poder diseñar un software que interprete de forma correcta las señales se debe de conocer cómo responden los caudalímetros en función del caudal sentido (determinar la calibración). Además interesa conocer la relación existente entre los caudalímetros digitales y los analógicos, los cuales poseen diferentes unidades de medición de caudal.

3.2 Objetivo

Obtener la curva Caudal-Tensión, y además la curva de relación entre los Caudalímetros analógicos y los digitales, para cada gas.

3.3 Alcance

Este ensayo se realizará con los seis caudalímetros de los tres gases (N_2, H_2, Ar) los cuales poseen dos caudalímetros cada uno (uno digital y uno analógico). El par de caudalímetros que posee cada gas se recorrerán de forma ascendente, tomando la señal de salida del digital cada 10 mm de columna de gas indicados por el caudalímetro analógico, hasta alcanzar el fondo de escala de uno de estos.

3.4 Parámetros a determinar

Determinación de la escala y la calibración de cada caudalímetro digital y su relación con los caudalímetros analógicos.

3.5 Equipos y aparatos

- Caudalímetros analógicos (N_2, H_2, Ar).
- Caudalímetros digitales (N_2, H_2, Ar).
- Protoboard.
- Cables de conexión.
- Multímetro.

3.6 Medidas de seguridad

- Verificar la correcta conexión del circuito.
- Corroborar el buen contacto entre los terminales.
- Verificar la estabilidad del sistema a la hora de tomar las medidas.
- No modificar la apertura de la válvula de la bomba mientras se realiza el ensayo.

3.7 Descripción del ensayo

Luego de poseer todos los componentes requeridos para el ensayo, lo primero que se debe realizar es el encendido del sistema de nitruración. Primero se le da energía a la bomba luego se abre la válvula de la misma para que empiece a generar vacío, luego se abre la

válvula general de los gases y posteriormente la válvula individual del gas a medir (el cual antes de iniciar otra toma de datos inherente a otro de los gases deberá de estar correctamente cerrada). Por último se encienden los caudalímetros digitales previamente conectados al circuito de medida, se relevan los datos cada 10mm de columna del gas sensado y se cargan los mismos en un Excel para obtener las curvas requeridas.

3.8 Desarrollo

Una vez iniciado el ensayo se relevaron los datos de los tres caudalímetros esperando como ya se ha mencionado cada 10mm de columna del gas sensado y esperando el tiempo necesario para que la medida se establezca realizando pequeños ajustes hasta que la misma este lo más próxima posible a la posición requerida en la escala analógica.

Finalmente en función de los datos relevados se obtuvieron las siguientes tablas y curvas:

Para el N₂:

N ₂		
Tipo de medida		
Analógica [mm]	Digital [ml/min]	Tensión [V]
10	1,2	0,25
20	1,4	0,34
30	2	0,5
40	3,4	0,81
50	5,3	1,3
60	7,3	1,82
70	10,4	2,5
80	14,9	3,64
90	19,8	4,87
95	22,5	5,56

Tabla AE-1: Relaciones entre las variables del caudalímetro N₂

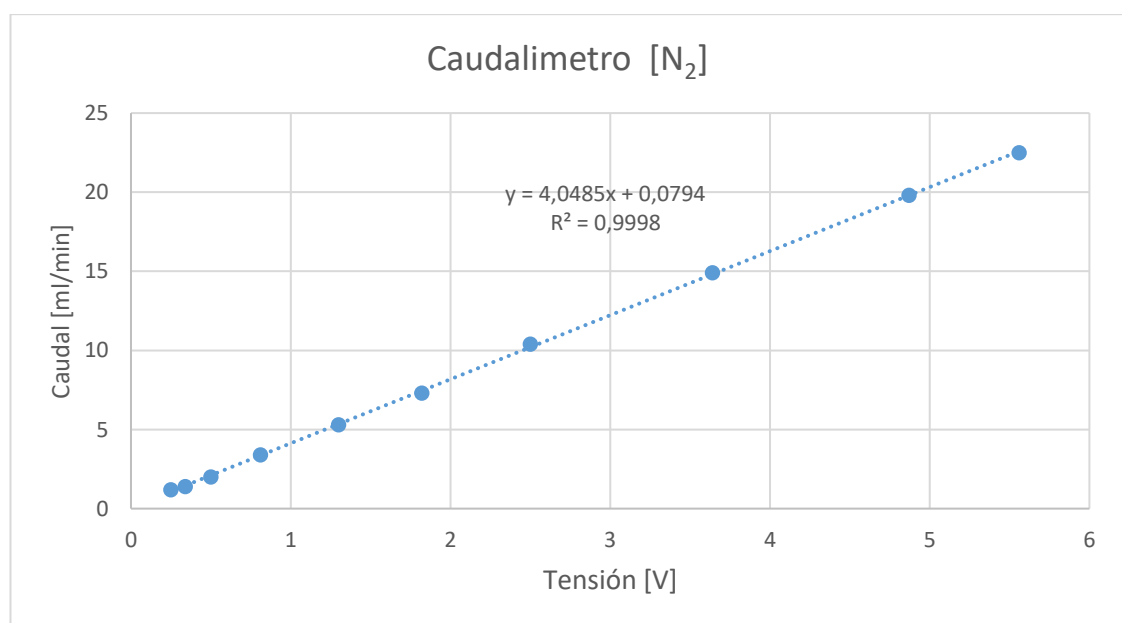


Imagen AE-10: Gráfico caudal-tensión del caudalímetro N₂

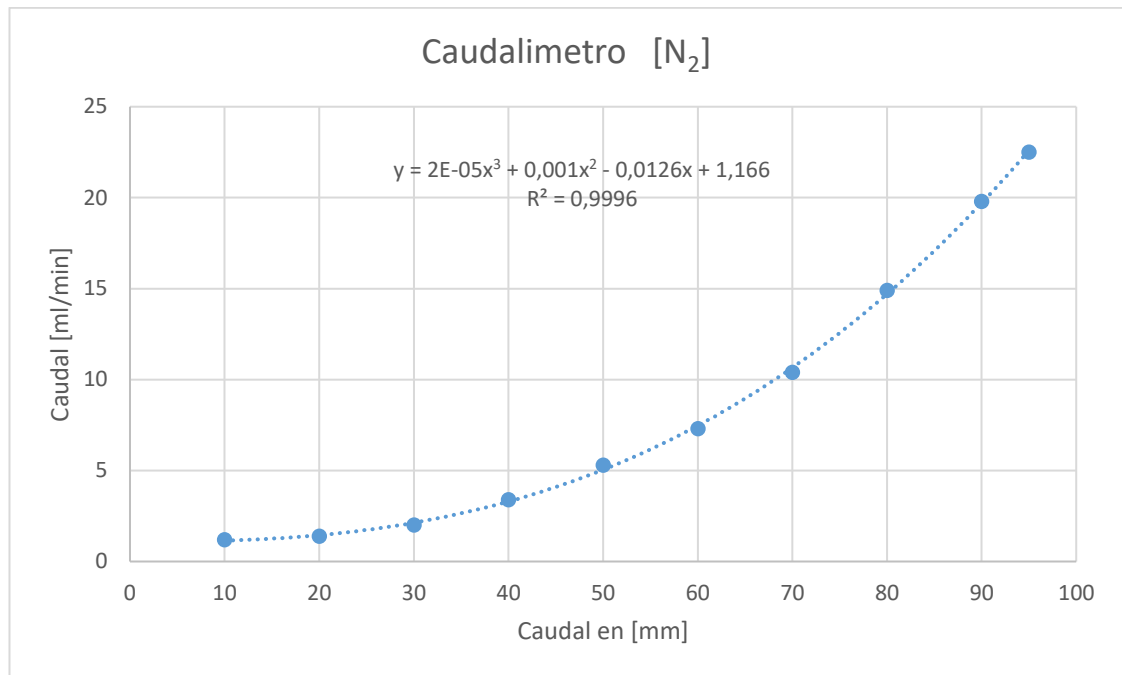


Imagen AE-11: Grafico caudal [ml/min] – caudal [mm] del caudalímetro N₂

Para el H₂:

H ₂		
Tipo de medida		
Analógica [mm]	Digital [ml/min]	Tensión [V]
10	0,7	0,1
20	1,1	0,16
30	1,9	0,28
40	3	0,43
50	4,1	0,62
60	6,9	1,01
70	9,8	1,44
80	13,1	1,93
90	19	2,82
100	26,5	3,95
110	34,4	5,12
	35,1	5,25

Tabla AE-2: Relaciones entre las variables del caudalímetro H₂

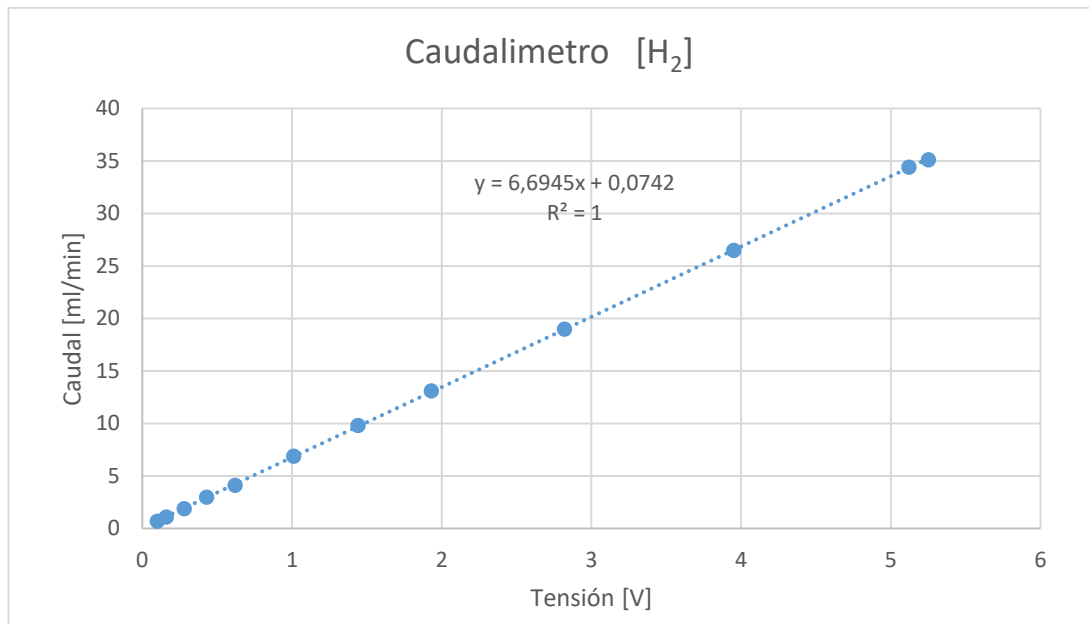


Imagen AE-12: Grafico caudal-tensión del caudalímetro H₂

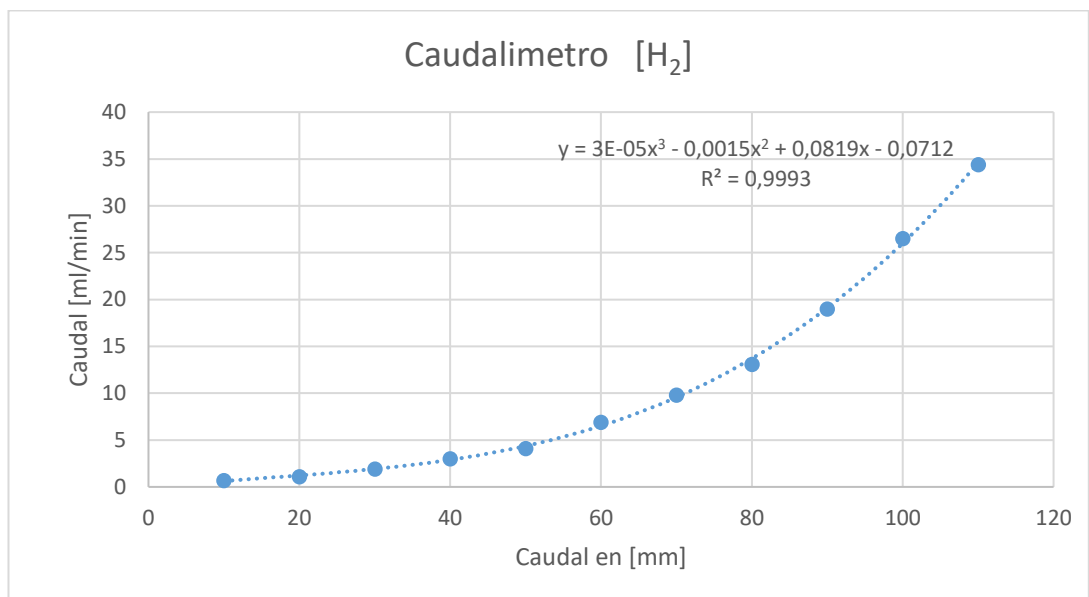


Imagen AE-13: Grafico caudal [ml/min] – caudal [mm] del caudalímetro H₂

Para el Ar:

Ar		
Tipo de medida		
Analógica [mm]	Digital [ml/min]	Tensión [V]
10	1,8	0,15
20	2,4	0,2
30	3	0,26
40	4	0,35
50	5	0,42
60	6,4	0,54

70	8	0,67
80	9,9	0,83
90	12	1
100	14,4	1,2
110	17,1	1,42
120	20	1,66
130	23,5	1,95
140	24	2
150	28	2,32

Tabla AE-3: Relaciones entre las variables del caudalímetro Ar

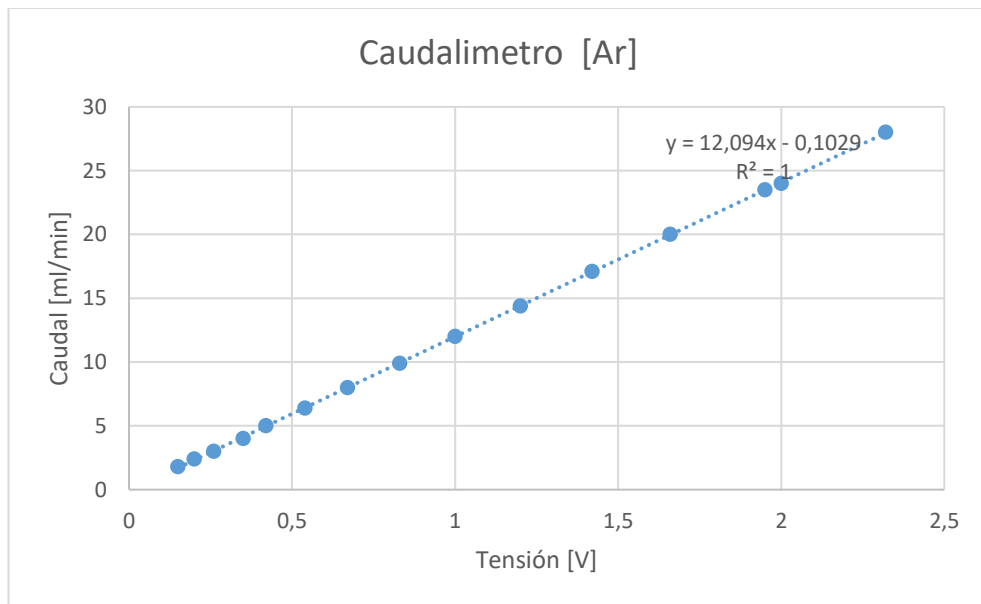


Imagen AE-14: Grafico caudal-tensión del caudalímetro Ar

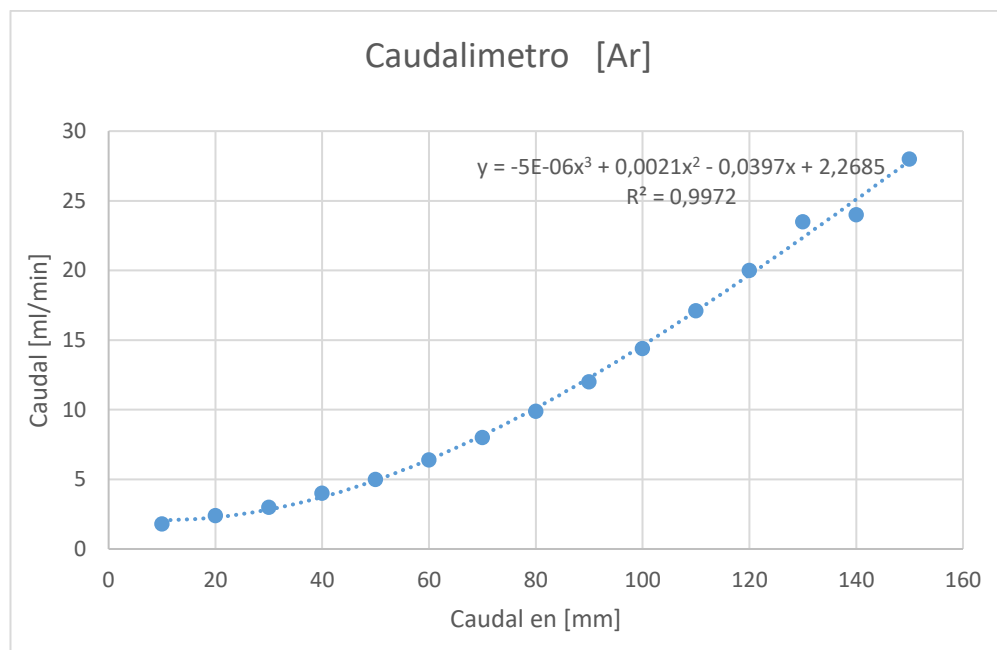


Imagen AE-15: Grafico caudal [ml/min] – caudal [mm] del caudalímetro Ar

4 Ensayo de respuesta del amplificador de instrumentación ante la señal de presión (ESA)

4.1 Necesidad

Se desconoce la respuesta del amplificador AD620 frente a las fluctuaciones del milivoltímetro encargado de sensar la señal de presión, además de corroborar que la selección de la resistencia de ganancia cumpla con los objetivos propuestos.

4.2 Objetivo

Comprobar el comportamiento de la ganancia del amplificador y visualizar si la misma se mantiene constante al ser sometida a variaciones de la medición de presión y verificar que la tensión de salida no supere el valor máximo para ingresar a la plataforma principal.

4.3 Alcance

Este ensayo se realizará con el milivoltímetro y el amplificador AD620. El equipo de nitruración solo se encontrará en la tapa de bombeo a la cual se utilizan los distintos gases intervinientes en el proceso para poder variar la presión.

4.4 Parámetros a determinar

Determinación de la ganancia real del sistema.

4.5 Equipos y aparatos

- Protoboard.
- Cables de conexión.
- Amplificador AD620.
- Equipo de nitruración.
- Fuente de alimentación.
- Elementos del circuito.
- 2 Osciloscopio.

4.6 Medidas de seguridad

- Verificar la correcta conexión del circuito.
- Corroborar el buen contacto entre los terminales.
- Inexistencia de ruido en la visualización final.

4.7 Descripción del ensayo

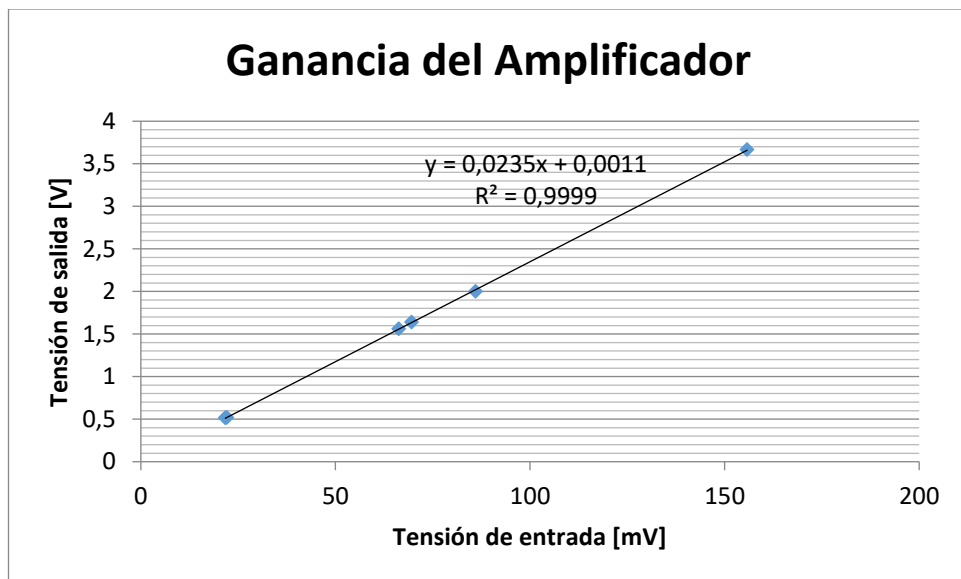
Luego de poseer todos los componentes requeridos para el ensayo, se procede al encendido del equipo de nitruración y se lo deja en la etapa de bombeo alrededor de unos 10 minutos para visualizar un valor estable de inicio; la apertura de la válvula de la bomba se

encuentra abierta al 100% de su caudal para de esa manera disminuir la presión dentro del reactor.

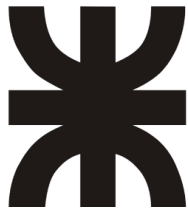
Luego se comienza la apertura de las válvulas de los gases y se cierra aproximadamente un 50% la válvula de la bomba para que la presión comience a subir dentro del reactor. Es necesario aclarar que entre cada medida que se realizaba con la apertura de las válvulas de los gases se requería de un tiempo de aproximadamente 5 minutos para que la presión se estabilice y pueda ser correcta la lectura.

Los valores obtenidos durante el ensayo fueron tabulados, y posteriormente se colocaron en un gráfico de dispersión para poder conocer la ganancia real del sistema.

Tensión [mV]	Tensión [V]
21,7	0,514
22,1	0,521
66,3	1,562
69,6	1,641
86	2
155,8	3,666



Como se puede observar en la gráfica, la ganancia del amplificador se mantiene constante con un valor de 23,5, la cual es el valor real que entrega el amplificador con una resistencia de 2,2 kΩ.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Concepción del Uruguay
Ingeniería Electromecánica

**PROYECTO FINAL DE CARRERA
(P F C)**

“Adquisición de las variables principales del Reactor de
Nitruración”

**Manual de usuario
del software**

AÑO 2018

Contenido

1	Manual de usuario del software.....	3
1.1	Carga del firmware.....	3
1.2	Carga del software para el Arduino nano	6
1.3	Configuración del software.....	7
1.4	Ejecución del software	8
1.5	Paneles de visualización	9

1 Manual de usuario del software

Una vez conectadas todas las señales que se desean sensar y encendidos los arduinos así como también las placas involucradas. Se debe de conectar el Arduino mega a la PC que dispone del software en LabVIEW “Nitrurador”, y también el firmware “LIFA_Base”.

1.1 Carga del firmware

Dentro de la carpeta LIFA_Base presente en la Imagen ID-1 se encuentran el conjunto de archivos mostrados en la Imagen ID-2, de los cuales se debe de abrir el archivo LIFA_Base.

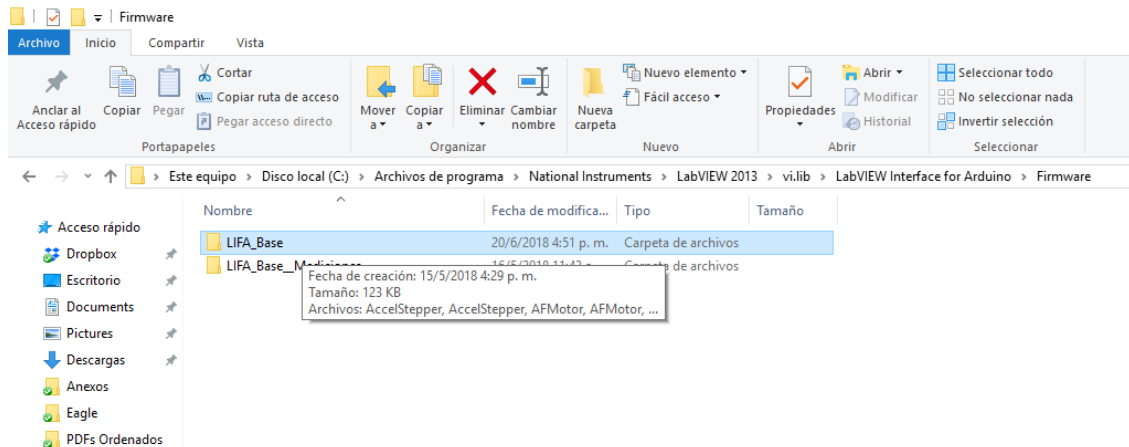


Imagen MUS-1

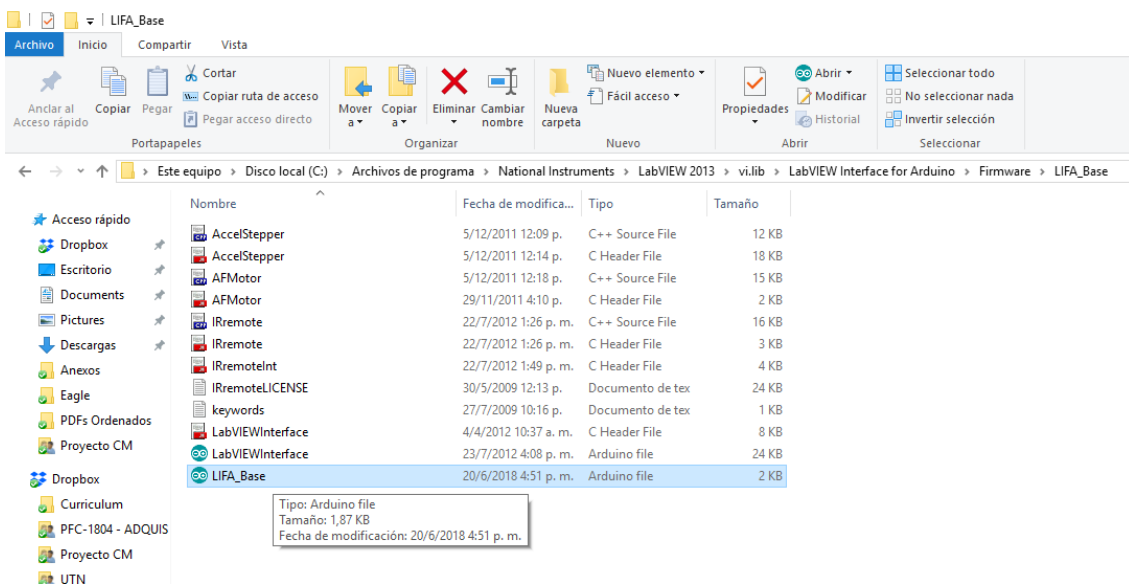


Imagen MUS-2

Luego de abrir el archivo antes mencionado se podrá ver la siguiente ventana expuesta en la imagen ID-3, en la cual habrá que abrir la pestaña herramientas y dentro de la misma desplegar la pestaña que dice Placa: “Aquí se encuentra el nombre de la placa seleccionada” y seleccionar Arduino Mega ADK o Arduino/Genuino Mega or Mega 2560, como se muestra en la imagen ID-4.

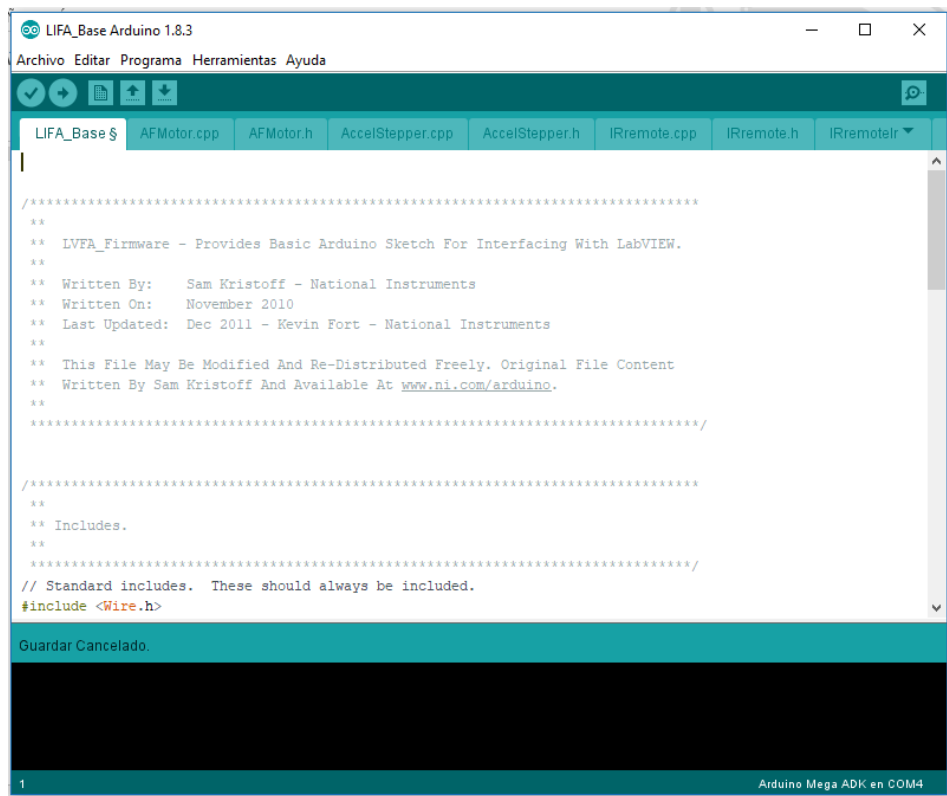


Imagen MUS-3

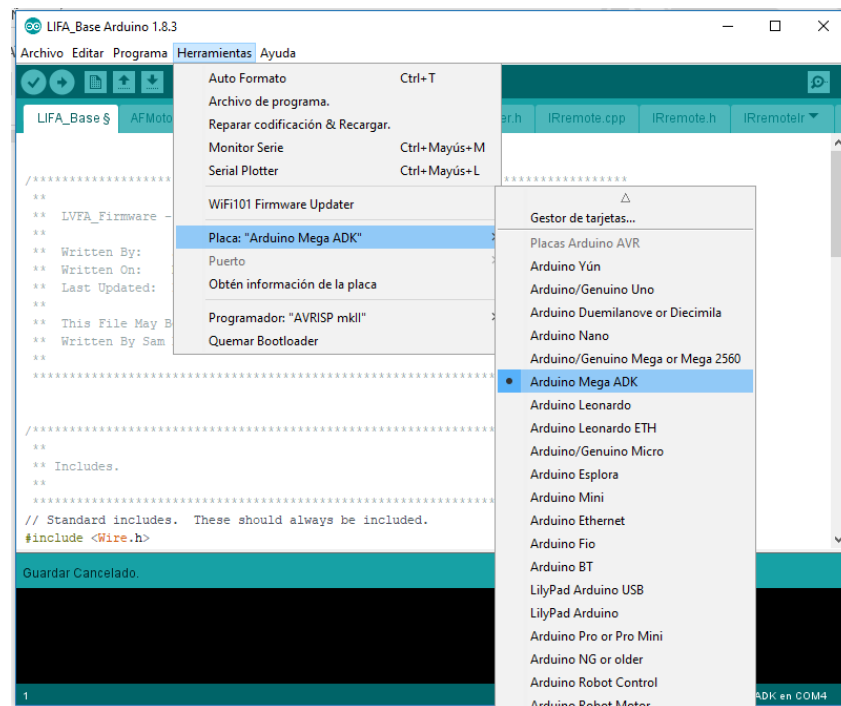


Imagen MUS-4

A continuación se deberá corroborar que el puerto que se encuentra seleccionado sea el correcto, para esto se vuelve a abrir la pestaña herramientas y esta vez se despliega la pestaña Puerto: "Aquí se encuentra el nombre del puerto seleccionado (y aquí una aclaración

de a que placa corresponde)” dentro de esta pestaña se selecciona el puerto correspondiente como se puede observar en la imagen ID-5

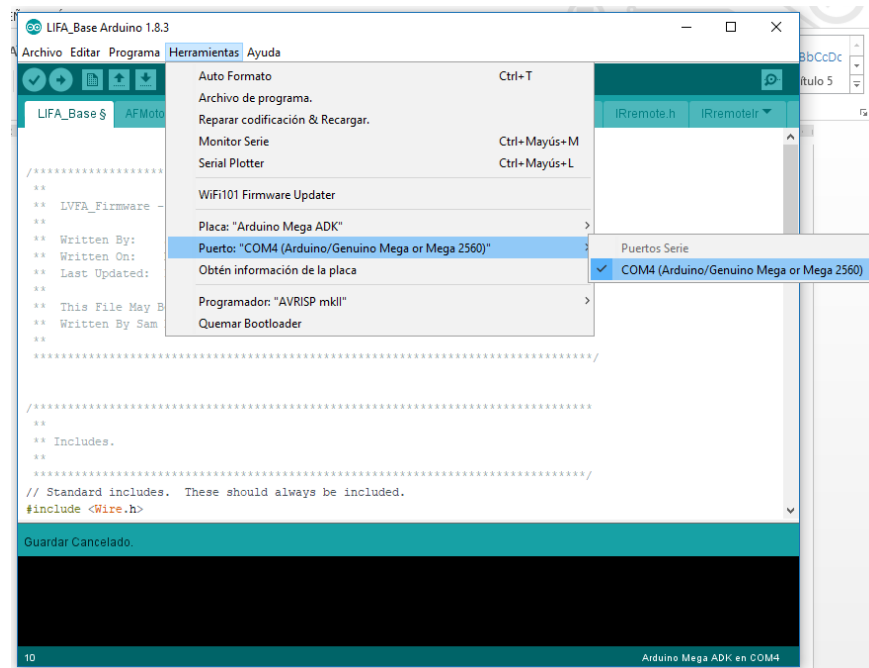


Imagen MUS-5

Luego de corroborar que el puerto sea el correcto y que la placa sea la correcta se procede a cargar el programa a la placa Arduino mega, para lo cual solo se debe de presionar el botón subir como muestra la imagen ID-6, luego aparecerá una barra de carga en la esquina derecha inferior como también se muestra en la figura antes citada.

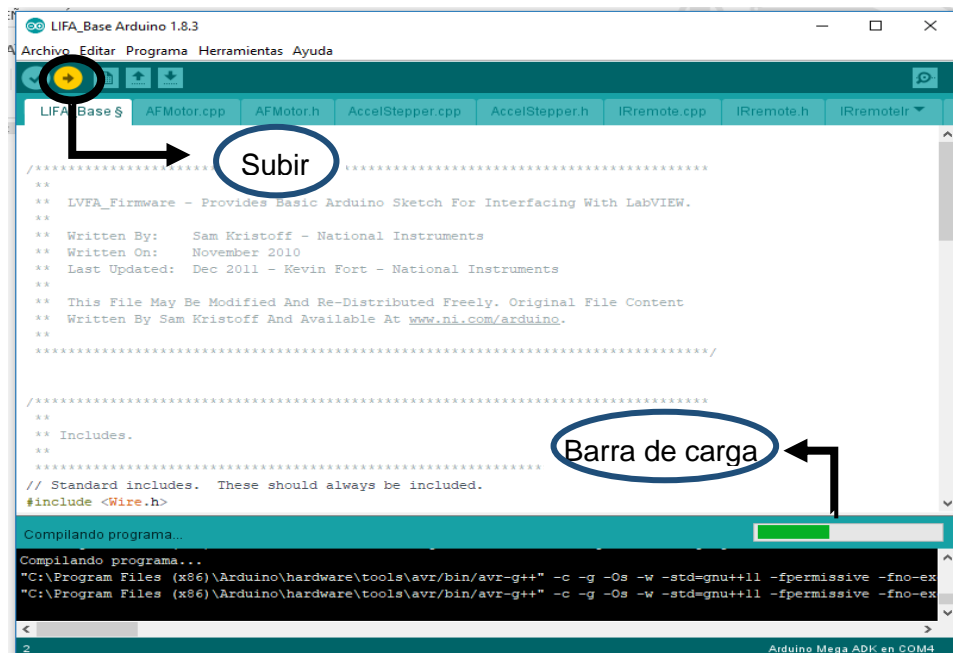


Imagen MUS-6

Lo último que se debe corroborar es que luego de que desaparezca la barra de carga, aparezca el mensaje “Subido” en la esquina inferior izquierda señalado en la imagen ID-7.

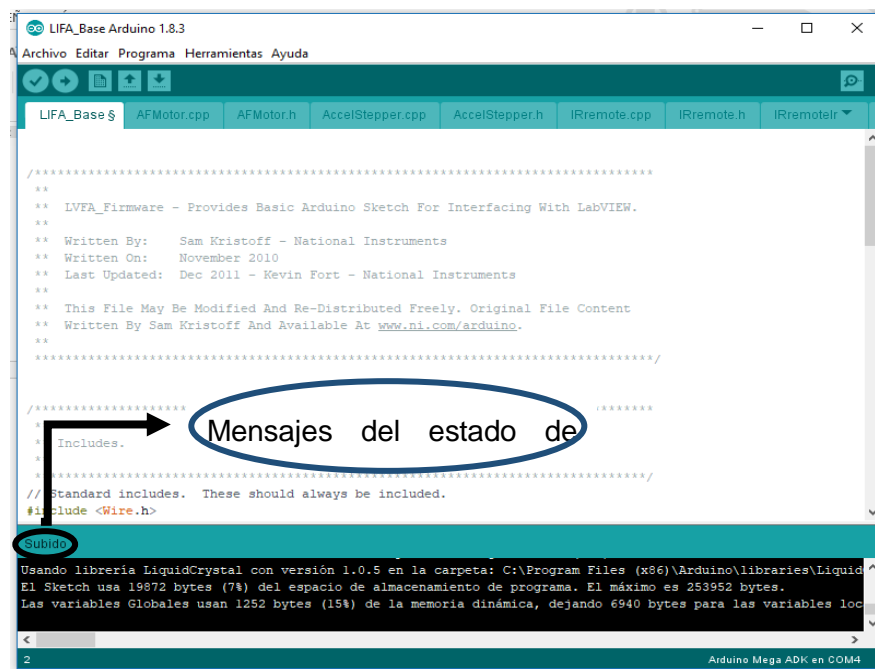


Imagen MUS-7

En caso de que el mensaje del estado de carga señale un error se deberán de cerrar todos los softwares abiertos en la PC, desconectar y reconectar el Arduino y proceder con todos los pasos antes mencionados en el orden antes detallado. En caso de que el problema persista reiniciar la PC y repetir la carga del firmware.

1.2 Carga del software para el Arduino nano

Se debe de conectar el Arduino nano a una PC que disponga del software “I2C.ino” y el compilador de Arduino. Una vez conectado se debe de abrir el archivo “I2C.ino” como se ve en la imagen ID-8 que se encuentra a continuación. Y realizar la carga del mismo de forma similar a como se realizó la carga del firmware en el caso del Arduino mega, con la salvedad de que el puerto que debe de seleccionar esta vez es al que está conectado el Arduino nano, y el tipo de placa que se debe de seleccionar es la que se denomina “Arduino nano”.

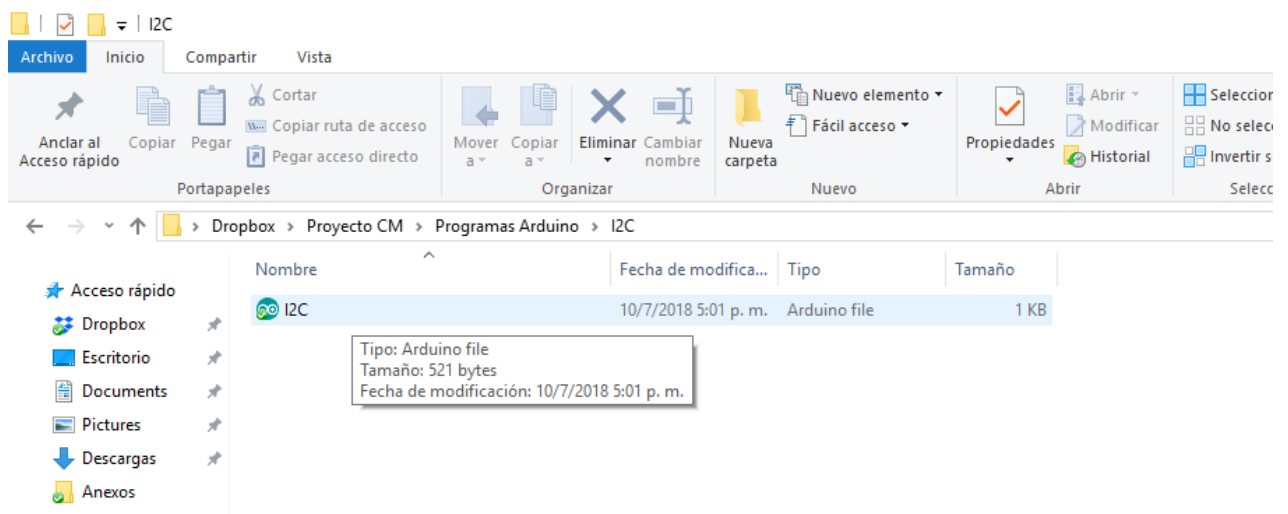


Imagen MUS-8

1.3 Configuración del software

Luego de que se haya realizado la carga del firmware se debe de abrir el archivo “Nitrurador” el cual se ve en la imagen ID-9. Una vez abierto se podrá apreciar la ventana presente en la imagen ID-10, la cual posee siete paneles de configuración y siete paneles de visualización (uno de cada uno por señal), que también se muestran en la imagen ID-10.

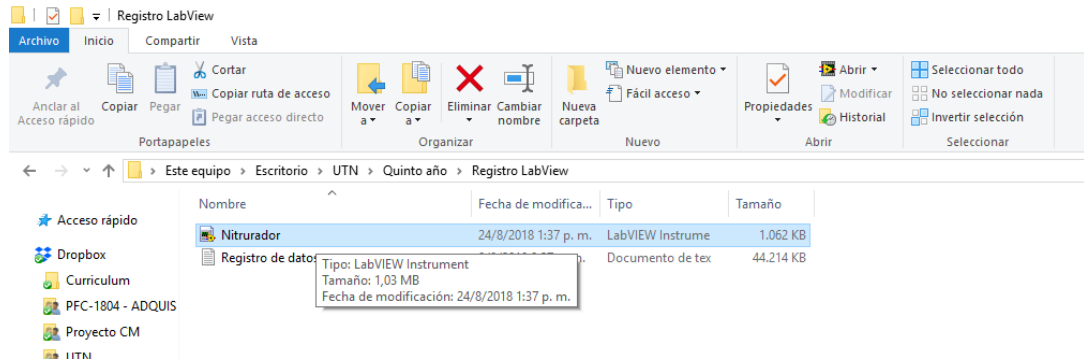


Imagen MUS-9

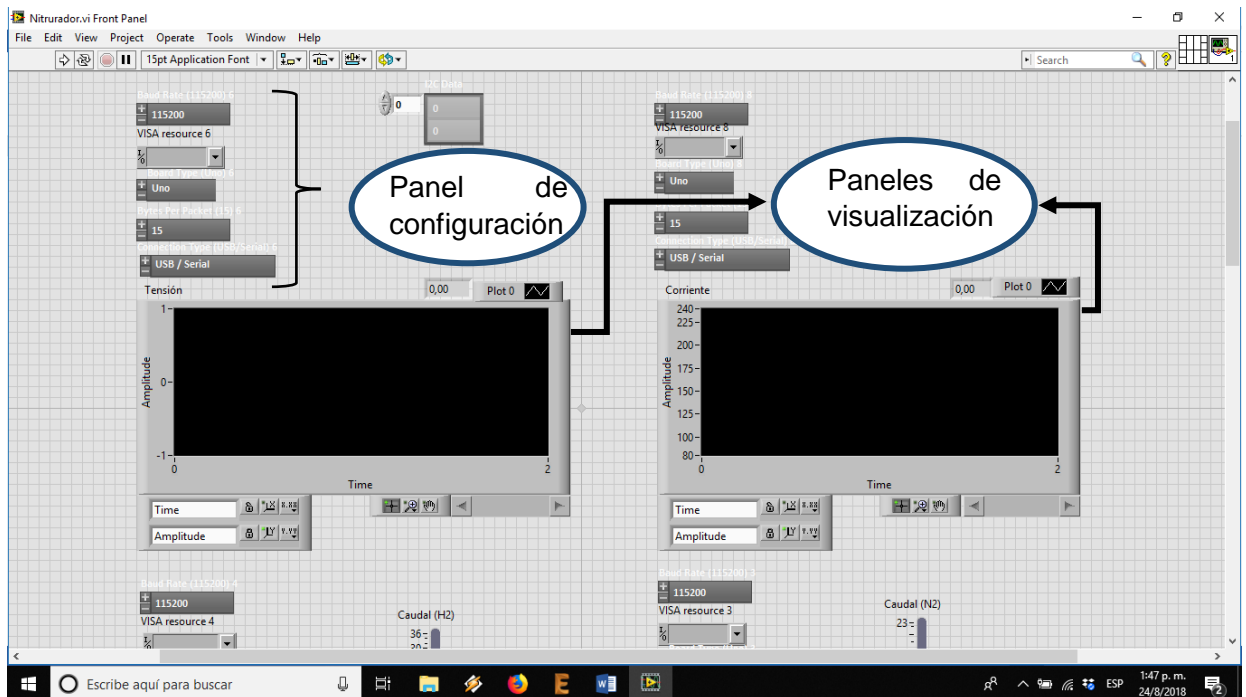


Imagen MUS-10

Una vez adentro del archivo, en el panel de configuración se deben de seleccionar los siguientes parámetros:

- Baud rate: establece la velocidad de transmisión de datos y debe de fijarse en 115200.
- VISA Resource: establece el puerto por el cual se comunica el software con el Arduino, por lo que debe de fijarse el puerto al cual está conectado el Arduino.
- Board type: establece el modelo de placa que está conectada, en este caso corresponde seleccionar *Mega*.
- Byte per packet: establece la cantidad de bytes que son enviados por paquete, en este caso se debe de seleccionar 15.

- Connection Type: establece el tipo de conexión, en este caso se debe de seleccionar *USB/Serial*.

Un ejemplo de la configuración antes mencionada se puede ver en la imagen ID-11 presente a continuación.

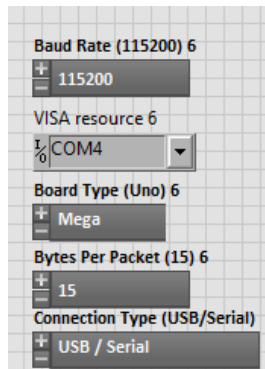


Imagen MUS-11

1.4 Ejecución del software

Los siete paneles de configuración deben de estar correctamente configurados antes de iniciar el programa. Una vez hecho esto se podrá ejecutar el software presionando el botón *Run* señalado en la imagen ID-12. Además está se encuentra junto a otros tres botones que se utilizan para ejecutar o detener el programa de distintas maneras que se pasan a detallar a continuación:

- Run: ejecuta el programa.
- Run Continuously: ejecuta el programa en forma de bucle.
- Abort Execution: detiene el programa completamente.
- Pause: pausa el programa.

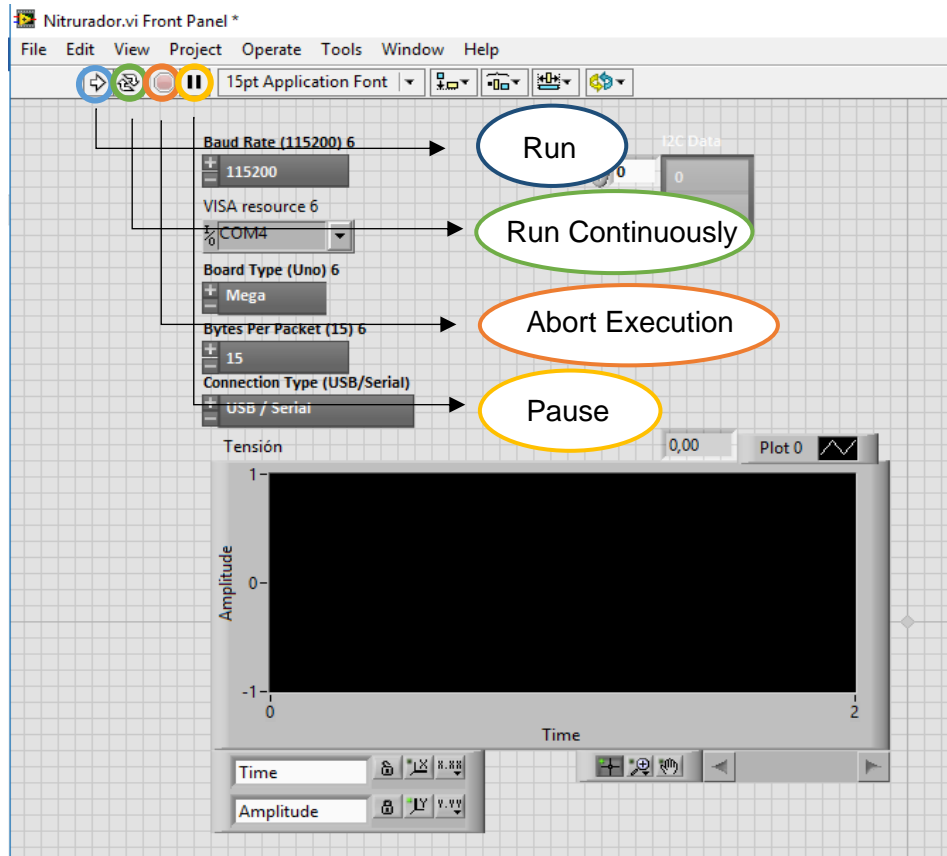


Imagen MUS-12

Para el caso particular de este software solo se debe de ejecutar el programa a través de “Run” y detenerlo a través de “Abort Execution”. Debido a que el mismo ya posee una estructura de loop interna.

1.5 Paneles de visualización

Los paneles de visualización son los que le permiten al usuario visualizar la señal adquirida y constan de los siguientes elementos detallados en la imagen ID-13 presente a continuación.

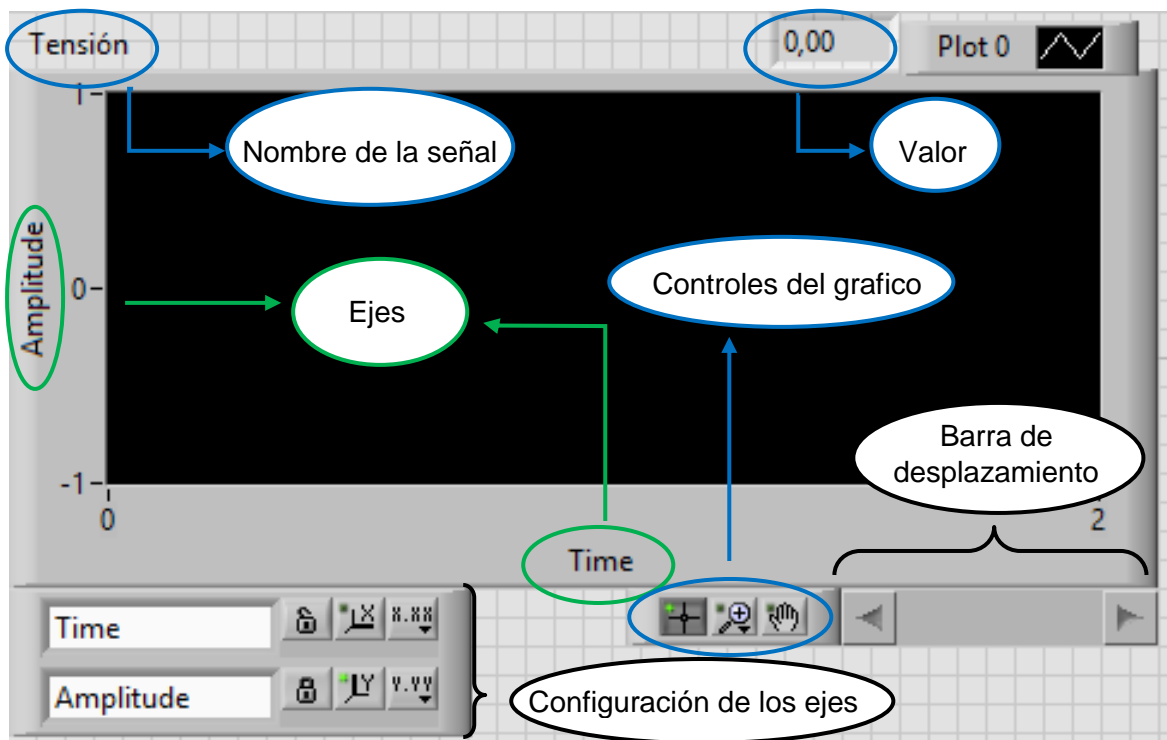
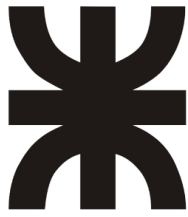


Imagen MUS-13

Elementos del panel de visualización:

- Nombre de la señal: indica el nombre de la señal muestreada.
- Ejes: muestra el nombre de los ejes y la escala de la magnitud de cada uno de los ejes.
- Valor: muestra el valor instantáneo de la amplitud de señal sensada.
- Barra de desplazamiento: permite desplazarse por la gráfica a través del eje del tiempo.
- Configuración de los ejes: permite cambiar la configuración de los ejes (escala logarítmica, lineal, color, sistema, decimales, etc.)
- Controles del gráfico: permiten al usuario achicar o agrandar las zonas del grafico que le resultan de interés, así como manipular a través del cursor lo que indica la pantalla de visualización.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
Facultad Regional Concepción del Uruguay
Ingeniería Electromecánica

**PROYECTO FINAL DE CARRERA
(P F C)**

“Adquisición de las variables principales del Reactor de
Nitruración”

**Anexos
Complementarios
“Datasheets”**

AÑO 2018

Tabla de contenido

Arduino Nano (DSAn)	3
Arduino Mega (DSAm)	4
Extensor Bus I2C (DSP82B96)	5
Optoacoplador (DSH11L1)	26
Optoacoplador (DS6N137)	31
Amplificador de Instrumentación (DSAD620)	41
Amplificador de Instrumentación (DSINA114)	58
Amplificador de Instrumentación (DSINA128)	70
Transmisor de Corriente (DSTXBLOCK)	89
Controlador PID (DSN2020)	91
Transistor (DS2N2907)	98

Arduino Nano

Las siguientes características son proporcionadas por el sitio web oficial del fabricante

Microcontroller	ATmega328P
Operating Voltage	5V
Input Voltage (recommended)	7-12V
Input Voltage (limit)	6-20V
Digital I/O Pins	14 (of which 6 provide PWM output)
PWM Digital I/O Pins	6
Analog Input Pins	6
DC Current per I/O Pin	20 mA
DC Current for 3.3V Pin	50 mA
Flash Memory	32 KB (ATmega328P) of which 0.5 KB used by bootloader
SRAM	2 KB (ATmega328P)
EEPROM	1 KB (ATmega328P)
Clock Speed	16 MHz
LED_BUILTIN	13
Length	68.6 mm
Width	53.4 mm
Weight	25 g

Además se agrega el link donde se puede observar el datasheet de su microprocesador

<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/392243/ATMEL/ATMEGA328.html>

Arduino Mega

De igual manera que el Arduino Nano, se obtuvieron los siguientes datos de la web oficial.

Microcontroller	ATmega2560
Operating Voltage	5V
Input Voltage (recommended)	7-12V
Input Voltage (limit)	6-20V
Digital I/O Pins	54 (of which 15 provide PWM output)
Analog Input Pins	16
DC Current per I/O Pin	20 mA
DC Current for 3.3V Pin	50 mA
Flash Memory	256 KB of which 8 KB used by bootloader
SRAM	8 KB
EEPROM	4 KB
Clock Speed	16 MHz
LED_BUILTIN	13
Length	101.52 mm
Width	53.3 mm
Weight	37 g

Además se agrega el link donde se puede observar el datasheet de su microprocesador

http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-2549-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega640-1280-1281-2560-2561_datasheet.pdf

P82B96 I²C Compatible Dual Bidirectional Bus Buffer

1 Features

- Operating Power-Supply Voltage Range of 2 V to 15 V
- Can Interface Between I²C Buses Operating at Different Logic Levels (2 V to 15 V)
- Longer Cables by allowing bus capacitance of 400 pF on Main Side (Sx/Sy) and 4000 pF on Transmission Side (Tx/Ty)
- Outputs on the Transmission Side (Tx/Ty) Have High Current Sink Capability for Driving Low-Impedance or High-Capacitive Buses
- Interface With Optoelectrical Isolators and Similar Devices That Need Unidirectional Input and Output Signal Paths by Splitting I²C Bus Signals Into Pairs of Forward (Tx/Ty) and Reverse (Rx/Ry) Signals
- 400-kHz Fast I²C Bus Operation Over at Least 20 Meters of Wire
- Latch-Up Performance Exceeds 100 mA Per JESD 78, Class II
- ESD Protection Exceeds JESD 22

2 Applications

- HDMI DDC
- Long I²C Communication
- Galvanic I²C Isolation
- Industrial Communications

3 Description

The P82B96 device is a bus buffer that supports bidirectional data transfer between an I²C bus and a range of other bus configurations with different voltage and current levels.

One of the advantages of the P82B96 is that it supports longer cables/traces and allows for more devices per I²C bus because it can isolate bus capacitance such that the total loading (devices and trace lengths) of the new bus or remote I²C nodes are not apparent to other I²C buses (or nodes). The restrictions on the number of I²C devices in a system due to capacitance, or the physical separation between them, are greatly improved.

The device is able to provide galvanic isolation (optocoupling) or use balanced transmission lines (twisted pairs), because separate directional Tx and Rx signals are provided. The Tx and Rx signals may be connected directly (without causing bus latching), to provide an bidirectional signal line with I²C properties (open-drain driver). Likewise, the Ty and Ry signals may also be connected together to provide an bidirectional signal line with I²C properties (open-drain driver). This allows for a simple communication design, saving design time and costs.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
P82B96	SOIC (8)	4.90 mm × 3.91 mm
	VSSOP (8)	3.00 mm × 3.00 mm
	PDIP (8)	9.81 mm × 6.35 mm
	TSSOP (8)	3.00 mm × 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Long-Distance I²C Communications

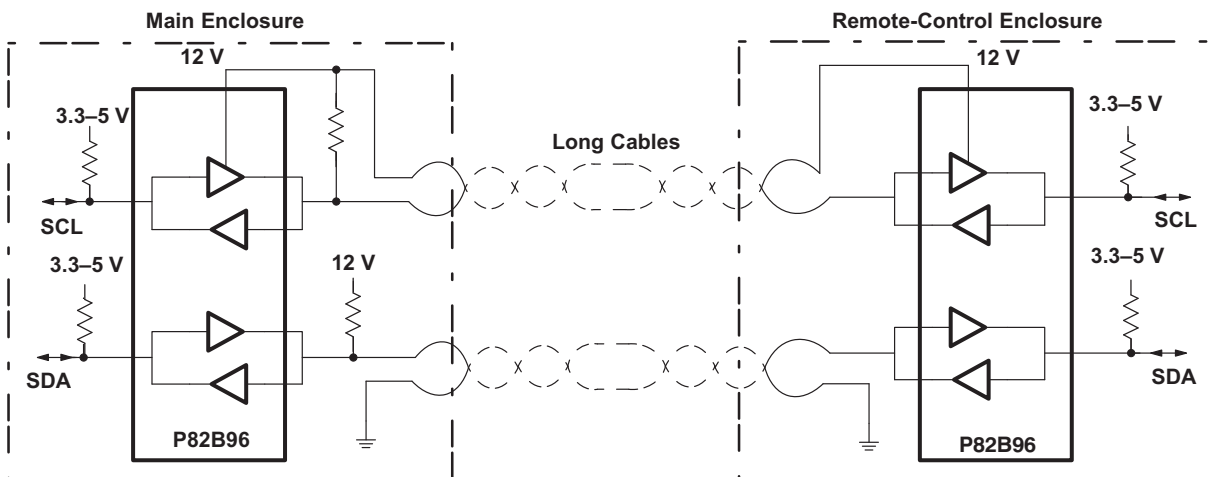


Table of Contents

1	Features	1	9	Detailed Description	13
2	Applications	1	9.1	Overview	13
3	Description	1	9.2	Functional Block Diagram	13
4	Revision History	2	9.3	Feature Description.....	14
5	Description (continued)	3	9.4	Device Functional Modes.....	14
6	Pin Configuration and Functions	4	10	Application and Implementation	15
7	Specifications	5	10.1	Application Information.....	15
7.1	Absolute Maximum Ratings	5	10.2	Typical Applications	17
7.2	ESD Ratings.....	5	11	Power Supply Recommendations	21
7.3	Recommended Operating Conditions.....	5	12	Layout	21
7.4	Thermal Information	5	12.1	Layout Guidelines	21
7.5	Electrical Characteristics: $V_{CC} = 2.3\text{ V to }2.7\text{ V}$	6	12.2	Layout Example	21
7.6	Electrical Characteristics: $V_{CC} = 3\text{ V to }3.6\text{ V}$	7	13	Device and Documentation Support	22
7.7	Electrical Characteristics: $V_{CC} = 4.5\text{ V to }5.5\text{ V}$	8	13.1	Community Resources.....	22
7.8	Electrical Characteristics: $V_{CC} = 15\text{ V}$	9	13.2	Trademarks	22
7.9	Switching Characteristics	10	13.3	Electrostatic Discharge Caution.....	22
7.10	Typical Characteristics	11	13.4	Glossary	22
8	Parameter Measurement Information	12	14	Mechanical, Packaging, and Orderable Information	22

4 Revision History

Changes from Revision B (July 2007) to Revision C

Page

- Added *Pin Configuration and Functions* section, *ESD Ratings* table, *Feature Description* section, *Device Functional Modes*, *Application and Implementation* section, *Power Supply Recommendations* section, *Layout* section, *Device and Documentation Support* section, and *Mechanical, Packaging, and Orderable Information* section
- Changed V_{CC} pins to VCC pins in pinout diagrams.....

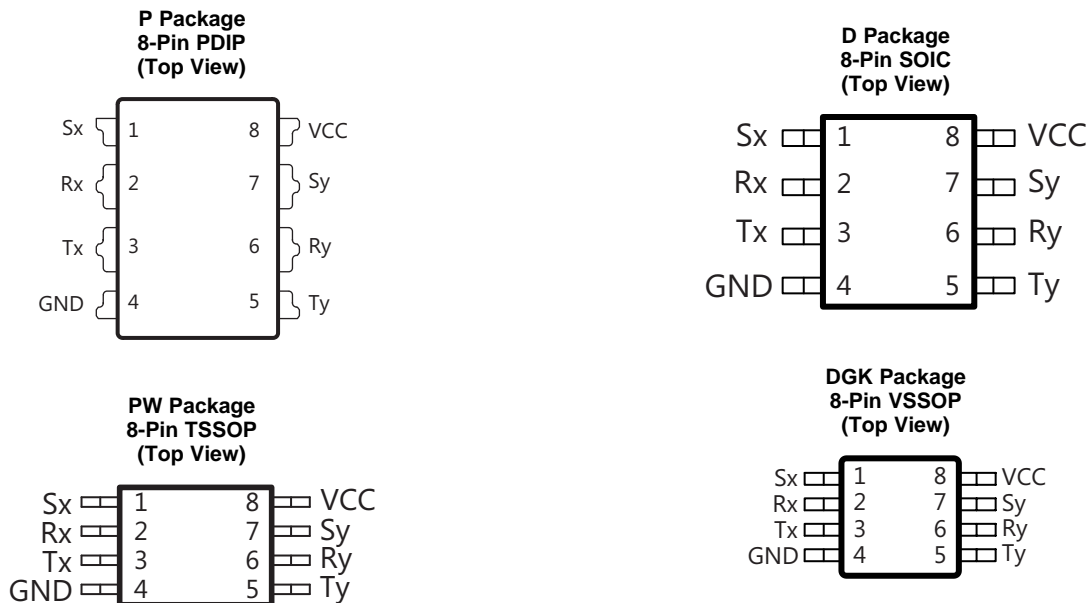
5 Description (continued)

Two or more Sx or Sy I/Os must not be connected to each other on the same node. The P82B96 design does not support this configuration. Bidirectional I²C signals do not have a direction control pin so, instead, slightly different logic low-voltage levels are used at Sx/Sy to avoid latching of this buffer. A standard I²C low applied at the Rx/Ry of a P82B96 is propagated to Sx/Sy as a buffered low with a slightly higher voltage level. If this special buffered low is applied to the Sx/Sy of another P82B96, the second P82B96 does not recognize it as a standard I²C bus low and does not propagate it to its Tx/Ty output. The Sx/Sy side of P82B96 may not be connected to similar buffers that rely on special logic thresholds for their operation.

The Sx/Sy side of the P82B96 is intended for I²C logic voltage levels of I²C master and slave devices or Tx/Rx signals of a second P82B96, if required. If Rx and Tx are connected, Sx can function as either the SDA or SCL line. Similarly, if Ry and Ty are connected, Sy can function as either the SDA or SCL line. There are no restrictions on the interconnection of the Tx/Rx and Ty/Ry I/O pins to other P82B96s, for example in a star or multi-point configuration (multiple P82B96 devices share the same Tx/Rx and Ty/Ry nodes) with the Tx/Rx and Ty/Ry I/O pins on the common bus, and the Sx/Sy side connected to the line-card slave devices.

In any design, the Sx pins of different devices should never be linked, because the resulting system would be very susceptible to induced noise and would not support all I²C operating modes.

6 Pin Configuration and Functions



Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NO.	NAME		
1	Sx	I/O	Serial data bus or SDA. Connect to V_{CC} of I ² C master through a pullup resistor.
2	Rx	I	Receive signal. Connect to V_{CC} of P82B96 through a pullup resistor.
3	Tx	O	Transmit signal. Connect to V_{CC} of P82B96 through a pullup resistor.
4	GND	—	Ground
5	Ty	O	Transmit signal. Connect to V_{CC} of P82B96 through a pullup resistor.
6	Ry	I	Receive signal. Connect to V_{CC} of P82B96 through a pullup resistor.
7	Sy	I/O	Serial clock bus or SCL. Connect to V_{CC} of I ² C master through a pullup resistor.
8	VCC	I	Supply voltage

7 Specifications

7.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT	
V _{CC}	Supply voltage on VCC pin	-0.3	18	V	
V _I	Voltage on buffered input	Sx or Sy (SDA or SCL)	-0.3	18	V
		Rx or Ry	-0.3	18	
V _O	Voltage on buffered output	Sx or Sy (SDA or SCL)	-0.3	18	V
		Tx or Ty	-0.3	18	
I _O	Continuous output current	Sx or Sy		250	mA
		Tx or Ty		250	
I _{CC}	Continuous current through VCC or GND		250	mA	
T _A	Operating free-air temperature	-40	85	°C	
T _{stg}	Storage temperature	-55	125	°C	

(1) Stresses beyond 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 beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

7.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT	
V _(ESD)	Electrostatic discharge	Human Body Model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾	±3500	V
		Charged-Device Model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 ⁽²⁾	±1000	
		Machine Model (MM), per JEDEC specification JESD22-A115-A	±200	

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

(2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

7.3 Recommended Operating Conditions

		MIN	MAX	UNIT	
V _{CC}	Supply voltage	2	15	V	
I _{OL}	Low-level output current	Sx, Sy	V _{Sx} , V _{Sy} = 1 V, V _{Rx} , V _{Ry} ≤ 0.42 V	3	mA
		Tx, Ty	V _{Sx} , V _{Sy} = 0.4 V, V _{Tx} , V _{Ty} = 0.4 V	30	
V _{IOmax}	Maximum input/output voltage level	Sx, Sy	V _{Tx} , V _{Ty} = 0.4 V	15	V
		Tx, Ty	V _{Sx} , V _{Sy} = 0.4 V	15	
V _{ILdiff}	Low-level input voltage difference		0.4	V	
T _A	Operating free-air temperature	-40	85	°C	

7.4 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾	P82B96				UNIT	
	D (SOIC)	DGK (VSSOP)	P (PDIP)	PW (TSSOP)		
	8 PINS	8 PINS	8 PINS	8 PINS		
R _{θJA}	Junction-to-ambient thermal resistance	109.1	174.3	53.5	173.5	°C/W
R _{θJC(top)}	Junction-to-case (top) thermal resistance	61.6	63	44.4	57.6	°C/W
R _{θJB}	Junction-to-board thermal resistance	48.6	94.2	30.6	101.8	°C/W
ψ _{JT}	Junction-to-top characterization parameter	19.6	8.1	22.9	5.3	°C/W
ψ _{JB}	Junction-to-board characterization parameter	48.2	92.8	30.5	100.2	°C/W

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *Semiconductor and IC Package Thermal Metrics* application report, [SPRA953](#).

7.5 Electrical Characteristics: $V_{CC} = 2.3\text{ V to }2.7\text{ V}$

$V_{CC} = 2.3\text{ V to }2.7\text{ V}$, voltages are specified with respect to GND (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	$T_A = 25^\circ\text{C}$			$T_A = -40^\circ\text{C to }85^\circ\text{C}$		UNIT		
			MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	MIN	MAX			
$\Delta V/\Delta T_{IN}$	Temperature coefficient of input thresholds	Sx, Sy	-2					mV/°C		
V_{OL}	Low-level output voltage	Sx, Sy	$I_{Sx}, I_{Sy} = 3\text{ mA}$	0.8	0.88	1	See ⁽²⁾		V	
			$I_{Sx}, I_{Sy} = 0.2\text{ mA}$	0.67	0.73	0.79	See ⁽²⁾			
$\Delta V/\Delta T_{OUT}$	Temperature coefficient of output low levels ⁽³⁾	Sx, Sy	$I_{Sx}, I_{Sy} = 0.2\text{ mA}$			-1.8		mV/°C		
I_{CC}	Quiescent supply current		$Sx = Sy = V_{CC}$			0.9	1.8	2	mA	
ΔI_{CC}	Additional supply current per pin low	Tx, Ty				1.7	2.75	3	mA	
I_{IOS}	Dynamic output sink capability on I ² C bus	Sx, Sy	$V_{Sx}, V_{Sy} > 2\text{ V}, V_{Rx}, V_{Ry} = \text{low}$			7	18	5.5	mA	
	Leakage current on I ² C bus		$V_{Sx}, V_{Sy} = 2.5\text{ V}, V_{Rx}, V_{Ry} = \text{high}$				0.1	1	1	µA
I_{IOT}	Dynamic output sink capability on buffered bus	Tx, Ty	$V_{Tx}, V_{Ty} > 1\text{ V}, V_{Sx}, V_{Sy} = \text{low on I}^2\text{C bus} = 0.4\text{ V}$			60	100	60	mA	
	Leakage current on buffered bus		$V_{Tx}, V_{Ty} = V_{CC} = 2.5\text{ V}, V_{Sx}, V_{Sy} = \text{high}$				0.1	1	1	µA
I_I	Input current from I ² C bus	Sx, Sy	Bus low, $V_{Rx}, V_{Ry} = \text{high}$				-1		1	µA
	Input current from buffered bus	Rx, Ry	Bus low, $V_{Rx}, V_{Ry} = 0.4\text{ V}$				-1		1	
	Leakage current on buffered bus input		$V_{Rx}, V_{Ry} = V_{CC}$				1		1.5	
V_{IT}	Input threshold	Sx, Sy	Input logic level high threshold ⁽⁴⁾ on normal I ² C bus				0.65	0.7	See ⁽²⁾	
			Input logic level low threshold ⁽⁴⁾ on normal I ² C bus			0.6	0.65	See ⁽²⁾		
		Rx, Ry	Input logic level high			$0.58 \times V_{CC}$		$0.58 \times V_{CC}$		
			Input threshold			$0.5 \times V_{CC}$				
Input logic level low			$0.42 \times V_{CC}$		$0.42 \times V_{CC}$					
V_{IOdiff}	Input/output logic level difference ⁽⁵⁾	Sx, Sy	$(V_{Sx} \text{ output low at } 3\text{ mA}) - (V_{Sx} \text{ input high max})$ for I ² C applications			100	150	100	mV	
V_{IOrel}	V_{CC} voltage at which all buses are released	Sx, Sy Tx, Ty	Sx, Sy are low, V_{CC} ramping, voltage on Tx, Ty lowered until released			1		1	V	
$\Delta V/\Delta T_{REL}$	Temperature coefficient of release voltage					-4			mV/°C	
C_{in}	Input capacitance	Rx, Ry				2.5	4	4	pF	

- (1) Typical value is at $V_{CC} = 2.5\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$
- (2) See the [Typical Characteristics](#) section of this data sheet.
- (3) The output logic low depends on the sink current.
- (4) The input logic threshold is independent of the supply voltage.
- (5) The minimum value requirement for pullup current, 200 µA, ensures that the minimum value for V_{Sx} output low always exceeds the minimum V_{Sx} input high level to eliminate any possibility of latching. The specified difference is specified by design within any device. While the tolerances on absolute levels allow a small probability that the low from one Sx output is recognized by an Sx input of another P82B96, this has no consequences for normal applications.

7.6 Electrical Characteristics: $V_{CC} = 3\text{ V to }3.6\text{ V}$

 $V_{CC} = 3\text{ V to }3.6\text{ V}$, voltages are specified with respect to GND (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	$T_A = 25^\circ\text{C}$			$T_A = -40^\circ\text{C to }85^\circ\text{C}$		UNIT		
			MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	MIN	MAX			
$\Delta V/\Delta T_{IN}$	Temperature coefficient of input thresholds	Sx, Sy	–2					mV/°C		
V_{OL}	Low-level output voltage	Sx, Sy	$I_{Sx}, I_{Sy} = 3\text{ mA}$	0.8	0.88	1	See ⁽²⁾		V	
			$I_{Sx}, I_{Sy} = 0.2\text{ mA}$	0.67	0.73	0.79	See ⁽²⁾			
$\Delta V/\Delta T_{OUT}$	Temperature coefficient of output low levels ⁽³⁾	Sx, Sy	$I_{Sx}, I_{Sy} = 0.2\text{ mA}$			–1.8		mV/°C		
I_{CC}	Quiescent supply current	$Sx = Sy = V_{CC}$		0.9	1.8		2	mA		
ΔI_{CC}	Additional supply current per pin low	Tx, Ty	1.7			2.75		3	mA	
I_{IOS}	Dynamic output sink capability on I ² C bus	Sx, Sy	$V_{Sx}, V_{Sy} > 2\text{ V}, V_{Rx}, V_{Ry} = \text{low}$			7		18	5.7	mA
	Leakage current on I ² C bus		$V_{Sx}, V_{Sy} = 5\text{ V}, V_{Rx}, V_{Ry} = \text{high}$			0.1		1	1	µA
I_{IOT}	Dynamic output sink capability on buffered bus	Tx, Ty	$V_{Tx}, V_{Ty} > 1\text{ V}, V_{Sx}, V_{Sy} = \text{low on I}^2\text{C bus} = 0.4\text{ V}$			60		100	60	mA
	Leakage current on buffered bus		$V_{Tx}, V_{Ty} = V_{CC} = 3.3\text{ V}, V_{Sx}, V_{Sy} = \text{high}$			0.1		1	1	µA
I_I	Input current from I ² C bus	Sx, Sy	Bus low, $V_{Rx}, V_{Ry} = \text{high}$			–1		1	µA	
	Input current from buffered bus	Rx, Ry	Bus low, $V_{Rx}, V_{Ry} = 0.4\text{ V}$			–1		1		
	Leakage current on buffered bus input		$V_{Rx}, V_{Ry} = V_{CC}$			1		1.5		
V_{IT}	Input threshold	Sx, Sy	Input logic-level high threshold ⁽⁴⁾ on normal I ² C bus			0.65		0.7	See ⁽²⁾	
			Input logic-level low threshold ⁽⁴⁾ on normal I ² C bus			0.6		0.65	See ⁽²⁾	
		Rx, Ry	Input logic level high			$0.58 \times V_{CC}$		$0.58 \times V_{CC}$		
			Input threshold			$0.5 \times V_{CC}$				
Input logic level low			$0.42 \times V_{CC}$		$0.42 \times V_{CC}$					
V_{IOdiff}	Input/output logic level difference ⁽⁵⁾	Sx, Sy	$(V_{Sx} \text{ output low at } 3\text{ mA}) - (V_{Sx} \text{ input high max})$ for I ² C applications			100		150	100	mV
V_{IOrel}	V_{CC} voltage at which all buses are released	Sx, Sy Tx, Ty	Sx, Sy are low, V_{CC} ramping, voltage on Tx, Ty lowered until released			1		1	1	V
$\Delta V/\Delta T_{REL}$	Temperature coefficient of release voltage				–4					mV/°C
C_{in}	Input capacitance	Rx, Ry				2.5		4	4	pF

(1) Typical value is at $V_{CC} = 3.3\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$

(2) See the [Typical Characteristics](#) section of this data sheet.

(3) The output logic low depends on the sink current.

(4) The input logic threshold is independent of the supply voltage.

(5) The minimum value requirement for pullup current, 200 µA, ensures that the minimum value for V_{Sx} output low always exceeds the minimum V_{Sx} input high level to eliminate any possibility of latching. The specified difference is specified by design within any device. While the tolerances on absolute levels allow a small probability that the low from one Sx output is recognized by an Sx input of another P82B96, this has no consequences for normal applications.

7.7 Electrical Characteristics: $V_{CC} = 4.5\text{ V to }5.5\text{ V}$

$V_{CC} = 4.5\text{ V to }5.5\text{ V}$, voltages are specified with respect to GND (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	$T_A = 25^\circ\text{C}$			$T_A = -40^\circ\text{C to }85^\circ\text{C}$		UNIT
			MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	MIN	MAX	
$\Delta V/\Delta T_{IN}$	Temperature coefficient of input thresholds	Sx, Sy		-2				mV/°C
V_{OL}	Low-level output voltage	Sx, Sy	$I_{Sx}, I_{Sy} = 3\text{ mA}$	0.8	0.88	1	See ⁽²⁾	V
			$I_{Sx}, I_{Sy} = 0.2\text{ mA}$	0.67	0.73	0.79	See ⁽²⁾	
$\Delta V/\Delta T_{OUT}$	Temperature coefficient of output low levels ⁽³⁾	Sx, Sy	$I_{Sx}, I_{Sy} = 0.2\text{ mA}$		-1.8			mV/°C
I_{CC}	Quiescent supply current	$Sx = Sy = V_{CC}$		0.9	1.8		2	mA
ΔI_{CC}	Additional supply current per pin low	Tx, Ty		1.7	2.75		3	mA
I_{IOS}	Dynamic output sink capability on I ² C bus	Sx, Sy	$V_{Sx}, V_{Sy} > 2\text{ V}$, $V_{Rx}, V_{Ry} = \text{low}$	7	18		6	mA
	Leakage current on I ² C bus		$V_{Sx}, V_{Sy} = 5\text{ V}$, $V_{Rx}, V_{Ry} = \text{high}$		0.1	1		1
I_{IOT}	Dynamic output sink capability on buffered bus	Tx, Ty	$V_{Tx}, V_{Ty} > 1\text{ V}$, $V_{Sx}, V_{Sy} = \text{low on I}^2\text{C bus} = 0.4\text{ V}$	60	100		60	mA
	Leakage current on buffered bus		$V_{Tx}, V_{Ty} = V_{CC} = 5\text{ V}$, $V_{Sx}, V_{Sy} = \text{high}$		0.1	1		1
I_I	Input current from I ² C bus	Sx, Sy	Bus low, $V_{Rx}, V_{Ry} = \text{high}$		-1			1
	Input current from buffered bus	Rx, Ry	Bus low, $V_{Rx}, V_{Ry} = 0.4\text{ V}$		-1			1
	Leakage current on buffered bus input		$V_{Rx}, V_{Ry} = V_{CC}$			1		1.5
V_{IT}	Input threshold	Sx, Sy	Input logic-level high threshold ⁽⁴⁾ on normal I ² C bus		0.65	0.7	See ⁽²⁾	V
			Input logic-level low threshold ⁽⁴⁾ on normal I ² C bus	0.6	0.65		See ⁽²⁾	
		Rx, Ry	Input logic level high		$0.58 \times V_{CC}$		$0.58 \times V_{CC}$	
			Input logic level low			$0.42 \times V_{CC}$	$0.42 \times V_{CC}$	
V_{IOdiff}	Input/output logic level difference ⁽⁵⁾	Sx, Sy	$(V_{Sx} \text{ output low at } 3\text{ mA}) - (V_{Sx} \text{ input high max})$ for I ² C applications	100	150		100	mV
V_{IOrel}	V_{CC} voltage at which all buses are released	Sx, Sy Tx, Ty	Sx, Sy are low, V_{CC} ramping, voltage on Tx, Ty lowered until released		1		1	V

(1) Typical value is at $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

(2) See the *Typical Characteristics* section of this data sheet.

(3) The output logic low depends on the sink current.

(4) The input logic threshold is independent of the supply voltage.

(5) The minimum value requirement for pullup current, 200 μA, ensures that the minimum value for V_{Sx} output low always exceeds the minimum V_{Sx} input high level to eliminate any possibility of latching. The specified difference is specified by design within any device. While the tolerances on absolute levels allow a small probability that the low from one Sx output is recognized by an Sx input of another P82B96, this has no consequences for normal applications.

Electrical Characteristics: $V_{CC} = 4.5\text{ V to }5.5\text{ V}$ (continued)
 $V_{CC} = 4.5\text{ V to }5.5\text{ V}$, voltages are specified with respect to GND (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	$T_A = 25^\circ\text{C}$			$T_A = -40^\circ\text{C to }85^\circ\text{C}$		UNIT
			MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	MIN	MAX	
$\Delta V/\Delta T_{REL}$	Temperature coefficient of release voltage			-4				mV/°C
C_{in}	Input capacitance	Rx, Ry		2.5	4		4	pF

7.8 Electrical Characteristics: $V_{CC} = 15\text{ V}$
 $V_{CC} = 15\text{ V}$, voltages are specified with respect to GND (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	$T_A = 25^\circ\text{C}$			$T_A = -40^\circ\text{C to }85^\circ\text{C}$		UNIT
			MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	MIN	MAX	
$\Delta V/\Delta T_{IN}$	Temperature coefficient of input thresholds	Sx, Sy		-2				mV/°C
V_{OL}	Low-level output voltage	Sx, Sy	$I_{Sx}, I_{Sy} = 3\text{ mA}$	0.8	0.88	1	See ⁽²⁾	V
			$I_{Sx}, I_{Sy} = 0.2\text{ mA}$	0.67	0.73	0.79	See ⁽²⁾	
$\Delta V/\Delta T_{OUT}$	Temperature coefficient of output low levels ⁽³⁾	Sx, Sy	$I_{Sx}, I_{Sy} = 0.2\text{ mA}$		-1.8			mV/°C
I_{CC}	Quiescent supply current		$Sx = Sy = V_{CC}$	0.9	1.8		2	mA
ΔI_{CC}	Additional supply current per pin low	Tx, Ty		1.7	2.75		3	mA
I_{IOS}	Dynamic output sink capability on I ² C bus	Sx, Sy	$V_{Sx}, V_{Sy} > 2\text{ V}$, $V_{Rx}, V_{Ry} = \text{low}$	7	18		6.5	mA
	Leakage current on I ² C bus		$V_{Sx}, V_{Sy} = 15\text{ V}$, $V_{Rx}, V_{Ry} = \text{high}$		0.1	1		1
I_{IOT}	Dynamic output sink capability on buffered bus	Tx, Ty	$V_{Tx}, V_{Ty} > 1\text{ V}$, $V_{Sx}, V_{Sy} = \text{low on I}^2\text{C bus}$ $= 0.4\text{ V}$	60	100		60	mA
	Leakage current on buffered bus		$V_{Tx}, V_{Ty} = V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{Sx}, V_{Sy} = \text{high}$		0.1	1		1
I_I	Input current from I ² C bus	Sx, Sy	Bus low, $V_{Rx}, V_{Ry} = \text{high}$		-1			1
	Input current from buffered bus	Rx, Ry	Bus low, $V_{Rx}, V_{Ry} = 0.4\text{ V}$		-1			1
	Leakage current on buffered bus input		$V_{Rx}, V_{Ry} = V_{CC}$			1		1.5
V_{IT}	Input threshold	Sx, Sy	Input logic-level high threshold ⁽⁴⁾ on normal I ² C bus		0.65	0.7	See ⁽²⁾	V
			Input logic-level high threshold ⁽⁴⁾ on normal I ² C bus		0.6	0.65	See ⁽²⁾	
		Rx, Ry	Input logic level high		$0.58 \times V_{CC}$		$0.58 \times V_{CC}$	
			Input threshold		$0.5 \times V_{CC}$			
	Input logic level low			$0.42 \times V_{CC}$		$0.42 \times V_{CC}$		

(1) Typical value is at $V_{CC} = 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

(2) See the [Typical Characteristics](#) section of this data sheet.

(3) The output logic low depends on the sink current.

(4) The input logic threshold is independent of the supply voltage.

Electrical Characteristics: $V_{CC} = 15\text{ V}$ (continued)

$V_{CC} = 15\text{ V}$, voltages are specified with respect to GND (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	$T_A = 25^\circ\text{C}$			$T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$		UNIT
			MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	MIN	MAX	
V_{IOdiff}	Input/output logic level difference ⁽⁵⁾	Sx, Sy	(V_{Sx} output low at 3 mA) – (V_{Sx} input high max) for I ² C applications	100	150		100	mV
V_{IOrel}	V_{CC} voltage at which all buses are released	Sx, Sy Tx, Ty	Sx, Sy are low, V_{CC} ramping, voltage on Tx, Ty lowered until released	1			1	V
$\Delta V/\Delta T_{REL}$	Temperature coefficient of release voltage				–4			mV/°C
C_{in}	Input capacitance	Rx, Ry		2.5	4		4	pF

- (5) The minimum value requirement for pullup current, 200 μA , ensures that the minimum value for V_{Sx} output low always exceeds the minimum V_{Sx} input high level to eliminate any possibility of latching. The specified difference is specified by design within any device. While the tolerances on absolute levels allow a small probability that the low from one Sx output is recognized by an Sx input of another P82B96, this has no consequences for normal applications.

7.9 Switching Characteristics

$V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, no capacitive loads, voltages are specified with respect to GND (unless otherwise noted)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	TYP	UNIT
t_{pzi}	Buffer delay time on falling input	V_{Sx} (or V_{Sy}) = input switching threshold	V_{Tx} (or V_{Ty}) output falling 50% of V_{LOAD} ⁽¹⁾	70	ns
t_{plz}	Buffer delay time on rising input	V_{Sx} (or V_{Sy}) = input switching threshold	V_{Tx} (or V_{Ty}) output reaching 50% of V_{LOAD} ⁽²⁾	90	ns
t_{pzi}	Buffer delay time on falling input	V_{Rx} (or V_{Ry}) = input switching threshold	V_{Sx} (or V_{Sy}) output falling 50% of V_{LOAD} ⁽³⁾	250	ns
t_{plz}	Buffer delay time on rising input	V_{Rx} (or V_{Ry}) = input switching threshold	V_{Sx} (or V_{Sy}) output reaching 50% of V_{LOAD} ⁽⁴⁾	270	ns

- (1) The fall time of V_{Tx} from 5 V to 2.5 V in the test is approximately 15 ns.
 (2) The rise time of V_{Tx} from 0 V to 2.5 V in the test is approximately 20 ns.
 (3) The fall time of V_{Sx} from 5 V to 2.5 V in the test is approximately 50 ns.
 (4) The rise time of V_{Sx} from 0.9 V to 2.5 V in the test is approximately 70 ns.

7.10 Typical Characteristics

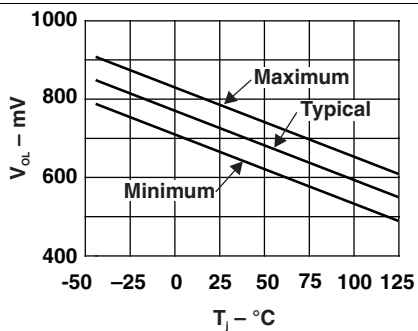


Figure 1. V_{OL} at Sx vs Junction Temperature, $I_{OL} = 0.2$ mA

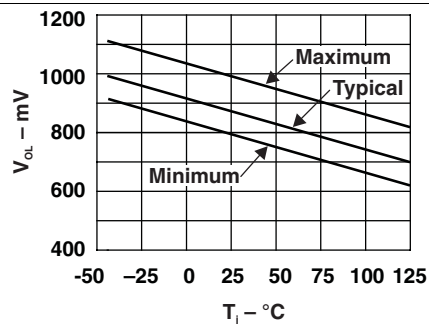


Figure 2. V_{OL} at Sx vs Junction Temperature, $I_{OL} = 3$ mA

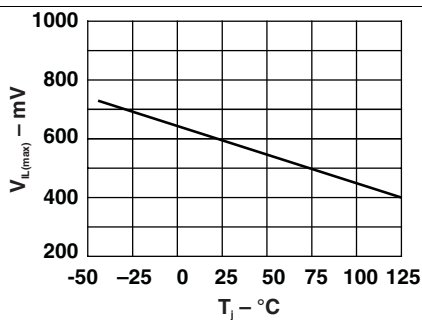


Figure 3. $V_{IL(max)}$ at Sx vs Junction Temperature

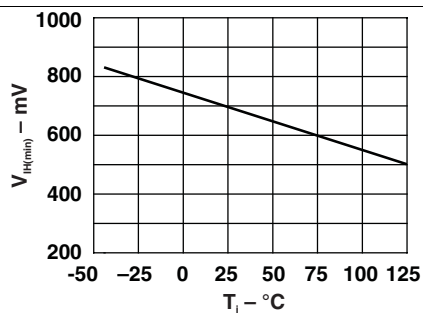


Figure 4. $V_{IH(min)}$ at Sx vs Junction Temperature

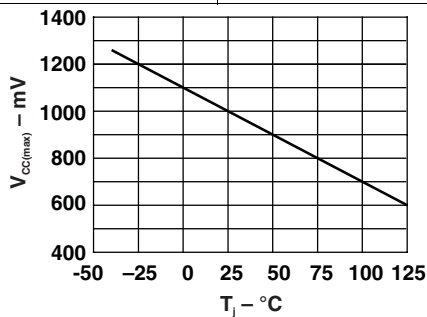
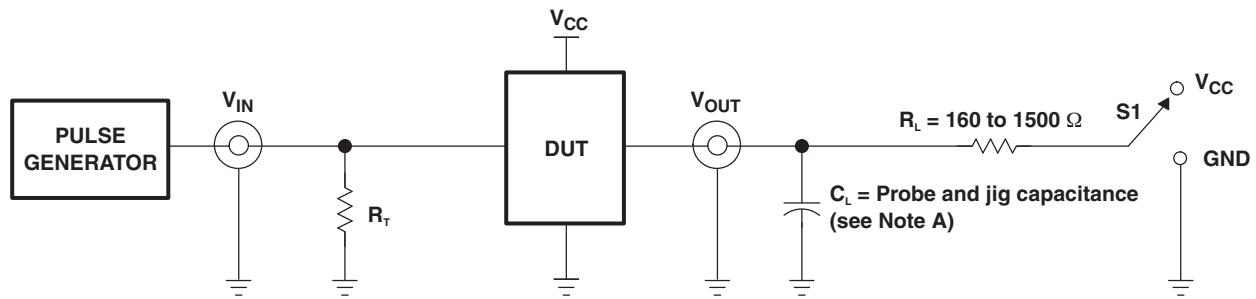


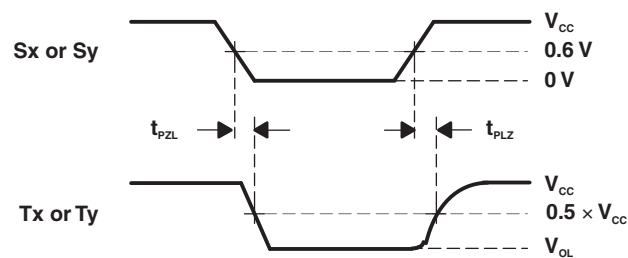
Figure 5. $V_{CC(max)}$ vs Junction Temperature

8 Parameter Measurement Information



TEST	S1
t_{PLZ}/t_{PZL}	V_{CC}

TEST CIRCUIT FOR OPEN-DRAIN OUTPUT



**VOLTAGE WAVEFORMS
PROPAGATION DELAY AND OUTPUT TRANSITION TIMES**

- A. C_L includes probe and jig capacitance.
- B. All inputs are supplied by generators having the following characteristics: $PRR \leq 10$ MHz, $Z_O = 50 \Omega$, $t_r/t_f \leq 30$ ns.

Figure 6. Test Circuit and Voltage Waveforms

9 Detailed Description

9.1 Overview

The P82B96 is a bus buffer that supports bidirectional data transfer between an I²C bus and a range of other bus configurations with different voltage and current levels.

One of the advantages of the P82B96 is that it supports longer cables/traces and allows for more devices per I²C bus because it can isolate bus capacitance such that the total loading (devices and trace lengths) of the new bus or remote I²C nodes are not apparent to other I²C buses (or nodes). The restrictions on the number of I²C devices in a system due to capacitance, or the physical separation between them, are greatly improved.

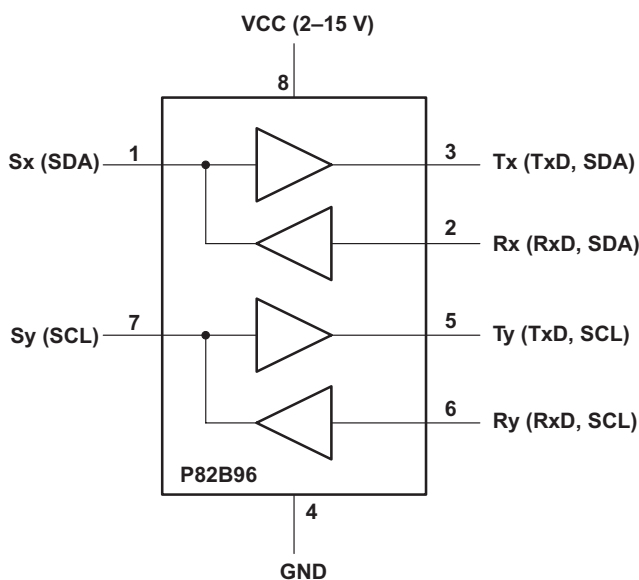
The P82B96 is able to provide galvanic isolation (optocoupling) or use balanced transmission lines (twisted pairs), because separate directional Tx and Rx signals are provided. The Tx and Rx signals may be connected directly (without causing bus latching), to provide an bidirectional signal line with I²C properties (open-drain driver). Likewise, the Ty and Ry signals may also be connected together to provide an bidirectional signal line with I²C properties (open-drain driver). This allows for a simple communication design, saving design time and costs.

Two or more Sx or Sy I/Os must not be connected to each other on the same node. The P82B96 design does not support this configuration. Bidirectional I²C signals do not have a direction control pin so, instead, slightly different logic low-voltage levels are used at Sx/Sy to avoid latching of this buffer. A standard I²C low applied at the Rx/Ry of a P82B96 is propagated to Sx/Sy as a buffered low with a slightly higher voltage level. If this special buffered low is applied to the Sx/Sy of another P82B96, the second P82B96 does not recognize it as a standard I²C bus low and does not propagate it to its Tx/Ty output. The Sx/Sy side of P82B96 may not be connected to similar buffers that rely on special logic thresholds for their operation.

The Sx/Sy side of the P82B96 is intended for I²C logic voltage levels of I²C master and slave devices or Tx/Rx signals of a second P82B96, if required. If Rx and Tx are connected, Sx can function as either the SDA or SCL line. Similarly, if Ry and Ty are connected, Sy can function as either the SDA or SCL line. There are no restrictions on the interconnection of the Tx/Rx and Ty/Ry I/O pins to other P82B96s, for example in a star or multi-point configuration (multiple P82B96 devices share the same Tx/Rx and Ty/Ry nodes) with the Tx/Rx and Ty/Ry I/O pins on the common bus, and the Sx/Sy side connected to the line-card slave devices.

In any design, the Sx pins of different devices should never be linked, because the resulting system would be very susceptible to induced noise and would not support all I²C operating modes.

9.2 Functional Block Diagram



9.3 Feature Description

9.3.1 Sx and Sy

The I²C pins, Sx and Sy, are designed to interface directly with an I²C bus. The logic threshold-voltage levels on the I²C bus are independent of the supply V_{CC}. The maximum I²C bus supply voltage is 15 V, and the specified static sink current is 3 mA.

Sx and Sy have two identical buffers. Each buffer is made up of two logic signal paths. The first one, named Tx or Ty, is a forward path from the I²C interface pin, which drives the buffered bus. The second one, named Rx or Ry, is a reverse signal path from the buffered bus input to drive the I²C bus interface.

There are two purposes for these paths: to sense the voltage state of the I²C pin (Sx or Sy) and transmit this state to Tx or Ty, respectively, and to detect the state of the Rx or Ry and pull the I²C pin low when Rx or Ry is low.

9.3.2 Tx and Ty

Tx and Ty are open-collector outputs without ESD protection diodes to V_{CC}. Each pin may be connected through a pullup resistor to a supply voltage in excess of V_{CC}, as long as the 15-V rating is not exceeded. Tx and Ty have a larger current-sinking capability than a standard I²C device and can sink a static current of greater than 30 mA. They also have dynamic pulldown capability of 100-mA, typically.

A logic low is transmitted to Tx or Ty only when the voltage at the I²C pin (Sx or Sy) is less than 0.6 V. A logic low at Rx or Ry causes the I²C bus (Sx or Sy) to be pulled to a logic low level in accordance with I²C requirements (maximum 1.5 V in 5-V applications), but not low enough to be looped back to the Tx or Ty output and cause the buffer to latch low.

The minimum low level that the P82B96 can achieve on the I²C bus by a low at Rx or Ry typically is 0.8 V.

If V_{CC} fails, neither the I²C pins nor the Tx or Ty outputs are held low. Their open-collector configuration allows them to be pulled up to the rated maximum of 15 V without V_{CC} present. The input configuration on Sx, Sy, Rx, and Ry also presents no loading of external signals when V_{CC} is not present. This ensures that communication on the main I²C bus can continue if the P82B96 has no supply.

The effective input capacitance of any signal pin, measured by its effect on bus rise times, is less than 4 pF for all bus voltages and supply voltages, including V_{CC} = 0 V.

9.3.3 Long Cable Length

The P82B96 supports 400 pF on the main I2C bus (Sx/Sy side) and up to 4000 pF on the transmission side (Tx/Ty). This allows for longer cables to be used due to the significant increase in capacitance allowed by the device.

9.4 Device Functional Modes

The P82B96 begins functioning once V_{CC} reaches 2 V. When V_{CC} is low, the P82B96 does not hold the Sx/Sy pins low, which ensures I²C communication can continue between other devices on the bus while the V_{CC} is low.

10 Application and Implementation

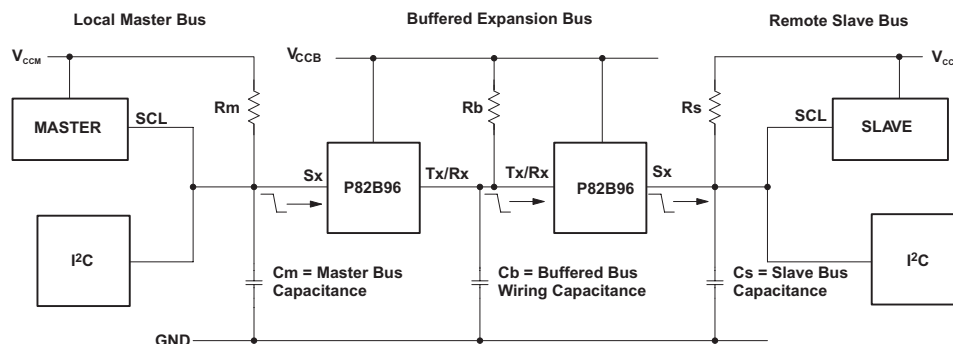
NOTE

Information in the following applications sections is not part of the TI component specification, and TI does not warrant its accuracy or completeness. TI's customers are responsible for determining suitability of components for their purposes. Customers should validate and test their design implementation to confirm system functionality.

10.1 Application Information

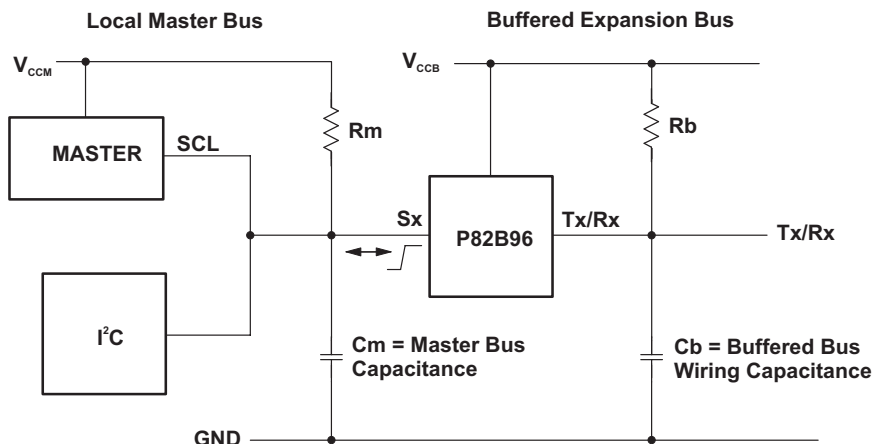
10.1.1 Calculating System Delays and Bus-Clock Frequency for Fast Mode System

Figure 7 through Figure 9 show the P82B96 used to drive extended bus wiring, with relatively large capacitance (up to 4000 pF), linking two Fast mode I²C bus nodes. It includes simplified expressions for making the relevant timing calculations for 3.3-/5-V operation. It may be necessary to decrease the nominal SCL frequency below 400 kHz, because the buffers and the wiring introduce timing delays. In most cases, the actual bus frequency is lower than the nominal master timing, due to bit-wise stretching of the clock periods.



Falling edge of SCL at master is delayed by the buffers and bus fall times.
Effective Delay of SCL at Slave = $255 + 17 V_{CCM} + (2.5 + 4 \times 10^6 C_b) V_{CCB}$ (ns)
C = F, V = Volts

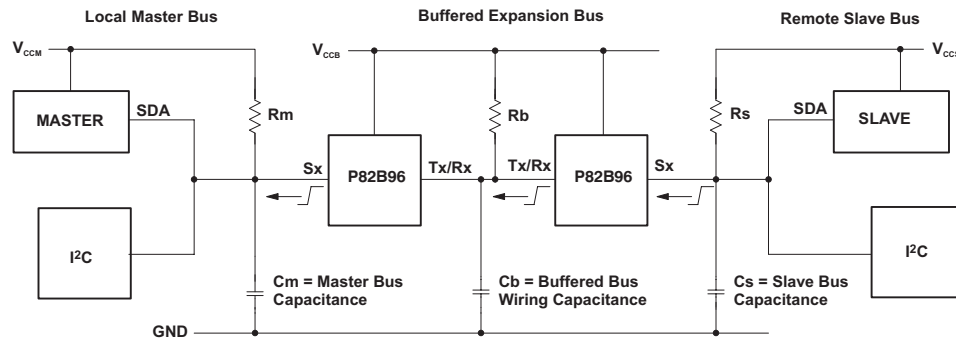
Figure 7. Linking Two I²C Bus Nodes Over a Long Cable, Master to Slave



Rising edge of SCL at master is delayed (clock stretch) by buffer and bus rise times.
Effective delay of SCL at master = $270 + R_m C_m + 0.7 R_b C_b$ (ns)
C = F, R = Ω

Figure 8. Master I²C Node Connection to P82B96

Application Information (continued)



Rising edge of SDA at slave is delayed by the buffers and bus rise times.
 Effective delay of SDA at master = $270 + 0.2R_sC_s + 0.7(R_bC_b + R_mC_m)$ (ns)
 $C = F, R = \Omega$

Figure 9. Linking Two I²C Bus Nodes Over a Long Cable, Slave to Master

The delay factors involved in calculation of the allowed bus speed are:

- The propagation delay of the master signal through the buffers and wiring to the slave. The important delay is that of the falling edge of SCL, because this edge requests the data or ACK from a slave.
- The effective stretching of the nominal low period of SCL at the master, caused by the buffer and bus rise times.
- The propagation delay of the slave response signal through the buffers and wiring back to the master. The important delay is that of a rising edge in the SDA signal. Rising edges always are slower and, therefore, are delayed by a longer time than falling edges. (The rising edges are limited by the passive pullup, while falling edges actively are driven.)

The timing requirement in any I²C system is that a slave's data response (which is provided in response to a falling edge of SCL) must be received at the master before the end of the corresponding low period of SCL as it appears on the bus wiring at the master. Because all slaves, as a minimum, satisfy the worst-case timing requirements of a 400-kHz part, they must provide their response within the minimum allowed clock low period of 1300 ns. Therefore, in systems that introduce additional delays, it is necessary only to extend that minimum clock low period by any effective delay of the slave response. The effective delay of the slave's response equals the total delays in SCL falling edge from the master reaching the slave (A) minus the effective delay (stretch) of the SCL rising edge (B) plus total delays in the slave response data, carried on SDA, and reaching the master (C).

The master microcontroller should be programmed to produce a nominal SCL low period of $(1300 + A - B + C)$ ns and should be programmed to produce the nominal minimum SCL high period of 600 ns. Then, a check should be made to ensure the cycle time is not shorter than the minimum 2500 ns. If found to be necessary, increase either clock period.

Due to clock stretching, the SCL cycle time always is longer than $(600 + 1300 + A + C)$ ns.

10.1.1.1 Sample Calculations

The master bus has an R_mC_m product of 100 ns and $V_{CCM} = 5$ V.

The buffered bus has a capacitance of 1 nF and a pullup resistor of 160 Ω to 5 V, giving an R_bC_b product of 160 ns. The slave bus also has an R_sC_s product of 100 ns.

The master low period should be programmed to be $\geq(1300 + 372.5 - 482 + 472)$ ns, which calculates to ≥ 1662.5 ns.

The master high period may be programmed to the minimum 600 ns. The nominal master clock period is $\geq(1662.5 + 600)$ ns = 2262.5 ns, equivalent to a frequency of 442 kHz.

The actual bus-clock period, including the 482-ns clock stretch effect, is below (nominal + stretch) = $(2262.5 + 482)$ ns or ≥ 2745 ns, equivalent to an allowable frequency of 364 kHz.

10.2 Typical Applications

10.2.1 Driving Ribbon or Flat Telephone Cables

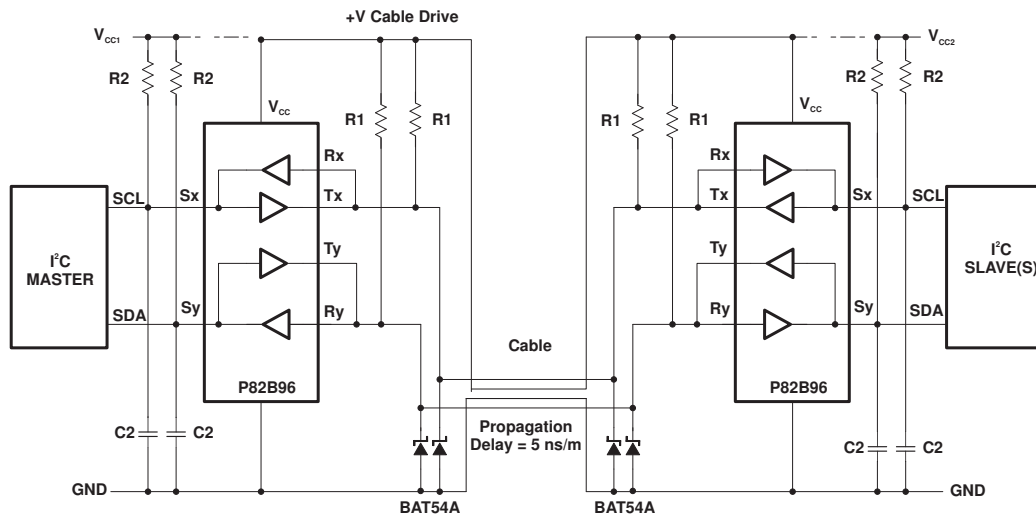


Figure 10. Driving Ribbon or Flat Telephone Cables

10.2.1.1 Design Requirements

In this application, the P82B96 is used to drive a ribbon cable. The following are assumed to be true

- Sy/Sx side of I²C bus is at a known voltage from 3.3 V to 5 V
- Tx/Ty and Rx/Ry side of I²C bus is at a known voltage from 2 V to 15V
- SCL Clock Speed <= 400kHz

10.2.1.2 Detailed Design Procedure

Table 1. Bus Capabilities

V _{CC1} (V)	+V CABLE (V)	V _{CC2} (V)	R1 (Ω)	R2 (kΩ)	C2 (pF)	CABLE LENGTH (m)	CABLE CAPACITANCE	CABLE DELAY (ns)	MASTER SCL PULSE DURATION (ns)		BUS CLOCK SPEED (kHz)	MAXIMUM SLAVE RESPONSE DELAY
									HIGH	LOW		
5	12	5	750	2.2	400	250	(¹)	1250	600	4000	120	(²)
5	12	5	750	2.2	220	100	(¹)	500	600	2600	185	(²)
3.3	5	3.3	330	1	220	25	1 nF	125	600	1500	390	(²)
3.3	5	3.3	330	1	100	3	120 pF	15	600	1000	500	600 ns

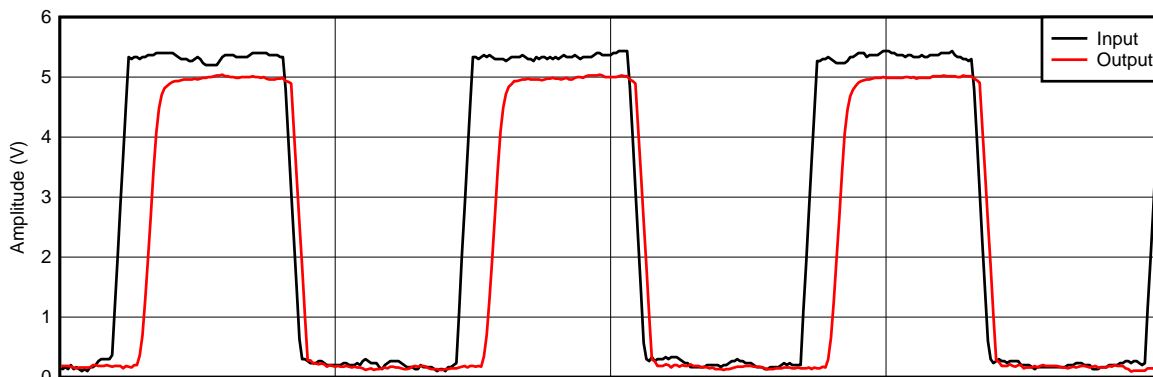
(1) Not applicable; calculations are delay based.

(2) Normal 400-kHz bus specification

When the master SCL high and low periods can be programmed separately, the timings can allow for bus delays. The low period should be programmed to achieve the minimum 1300 ns plus the net delay in the slave response data signal caused by bus and buffer delays. The longest data delay is the sum of the delay of the falling edge of SCL from master to slave and the delay of the rising edge of SDA from slave data to master. The actual SCL frequency is lower than calculated from the programmed clock periods because the buffer stretches the programmed SCL low period. In the example for the 25-m cable in Table 1, the clock is stretched 400 ns, the falling edge of SCL is delayed 490 ns, and the SDA rising edge is delayed 570 ns. The required additional low period is (490 + 570) = 1060 ns and the I²C bus specifications already include an allowance for a worst-case bus rise time (0% to 70%) of 425 ns. The bus rise time can be 300 ns (30% to 70%), which means it can be 425 ns (0% to 70%). The 25-m cable delay times include all rise and fall times. Therefore, the device only needs to be programmed with an additional (1060 – 400 – 425) = 235 ns, making a total programmed low period 1535 ns. The programmed low is stretched by 400 ns to yield an actual bus low time of 1935 ns, which, allowing the minimum high period of 600 ns, yields a cycle period of 2535 ns or 394 kHz.

Note in both the 100-m and 250-m examples, the capacitive loading on the I²C buses at each end is within the maximum allowed Standard mode loading of 400 pF, but exceeds the Fast mode limit. This is an example of a hybrid mode, because it relies on the response delays of Fast mode parts, but uses (allowable) Standard mode bus loadings with rise times that contribute significantly to the system delays. The cables cause large propagation delays. Therefore, these systems must operate well below the 400-kHz limit, but illustrate how they still can exceed the 100-kHz limit, provided all parts are capable of Fast mode operation. The fastest example illustrates how the 400-kHz limit can be exceeded, provided master and slave parts have delay specifications smaller than the maximum allowed. Many TI slaves have delays shorter than 600 ns, but none have that specified.

10.2.1.3 Application Curve



D001

Figure 11. Propagation Delay Through P82B96 With 400-KHz Data

10.2.2 Galvanic Isolation

Figure 12 shows how the P82B96 can be used to galvanically isolate an I²C bus. This is achieved with the use of optocouplers to provide the isolation, and wiring the Rx/Ry and Tx/Ty pins to the appropriate diodes to allow for bidirectional operation.

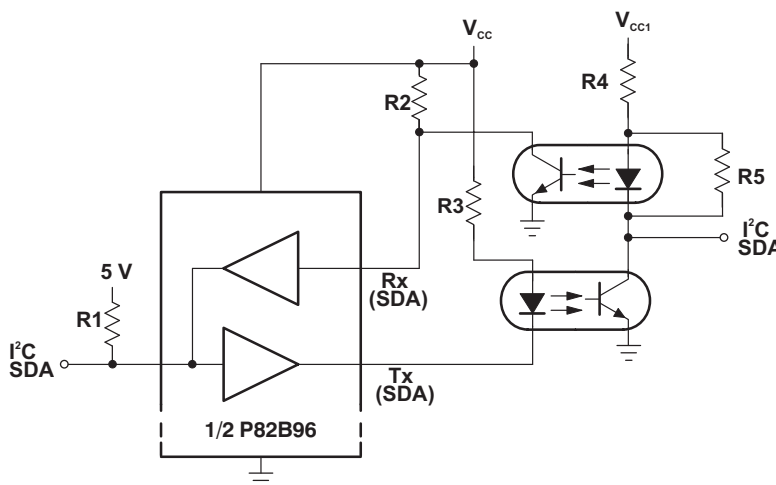


Figure 12. Galvanic Isolation of I²C Nodes

10.2.3 Long-Distance I²C

Figure 13 shows how the P82B96 can be used for long-distance I²C communications over a twisted pair. Tx and Rx share the same node and connect to one wire of a twisted pair, and Ty and Ry share the same node and connect to another twisted pair. One twisted pair should have 1 wire tied to V_{CC} and the other twisted pair should have one of the wires tied to GND.

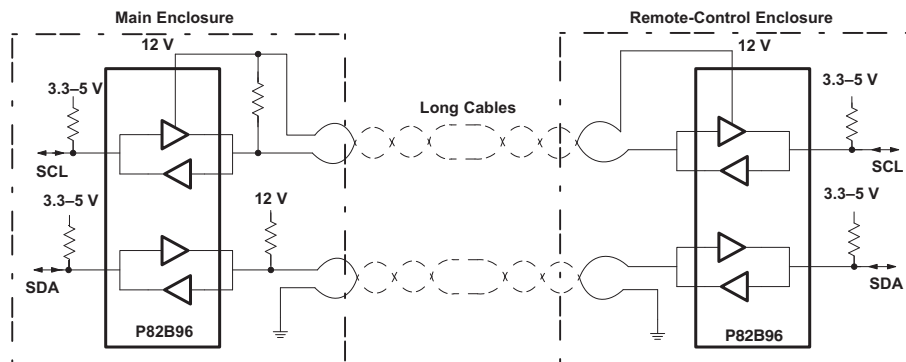


Figure 13. Long-Distance I²C Communications

10.2.4 Extend I²C/DDC Bus With Short-Circuit Protection

Figure 14 shows how a master I²C bus can be protected against short circuits or failures in applications that involve plug/socket connections and long cables that may become damaged. A simple circuit is added to monitor the SDA bus and, if its low time exceeds the design value, disconnect the master bus. P82B96 frees all of its I/Os if its supply is removed, so one option is to connect its V_{CC} to the output of a logic gate from, for example, the LVC family. The SDA and SCL lines could be timed, and V_{CC} disabled through the gate, if a line exceeds a design value of the low period. If the supply voltage of logic gates restricts the choice of V_{CC} supply, the low-cost discrete circuit in Figure 14 can be used. If the SDA line is held low, the 100-nF capacitor charges, and Ry is pulled toward V_{CC}. When it exceeds V_{CC}/2, Ry sets Sy high, which effectively releases it.

In this example, the SCL line is made unidirectional by tying Rx to V_{CC}. The state of the buffered SCL line cannot affect the master clock line, which is allowed when clock stretching is not required. It is simple to add an additional transistor or diode to control the Rx input in the same way as Ry, when necessary. The +V cable drive can be any voltage up to 15 V, and the bus may be run at a lower impedance by selecting pullup resistors for a static sink current up to 30 mA. V_{CC1} and V_{CC2} may be chosen to suit the connected devices. Because DDC uses relatively low speeds (<100 kHz), the cable length is not restricted to 20 m by the I²C signaling, but it may be limited by the video signaling.

Figure 10 and Table 1 show that P82B96 can achieve high clock rates over long cables. While calculating with lumped wiring capacitance yields reasonable approximations to actual timing; even 25 m of cable is better treated using transmission line theory. Flat ribbon cables connected as shown, with the bus signals on the outer edge, have a characteristic impedance in the range 100–200 Ω. For simplicity, they cannot be terminated in their characteristic impedance, but a practical compromise is to use the minimum pullup allowed for P82B96 and place half this termination at each end of the cable. When each pullup is less than 330 Ω, the rising-edge waveforms have their first voltage step level above the logic threshold at Rx, and cable timing calculations can be based on the fast rise/fall times of resistive loading, plus simple one-way propagation delays. When the pullup is larger, but less than 750 Ω, the threshold at Rx is crossed after one signal reflection. So, at the sending end, it is crossed after two times the one-way propagation delay and, at the receiving end, after three times that propagation delay. For flat cables with partial plastic dielectric insulation (by using outer cores) the one-way propagation delays are about 5 ns/m. The 10% to 90% rise and fall times on the cable are from 20 ns and 50 ns, so their delay contributions are small. There is ringing on falling edges that can be damped, if required, using Schottky diodes.

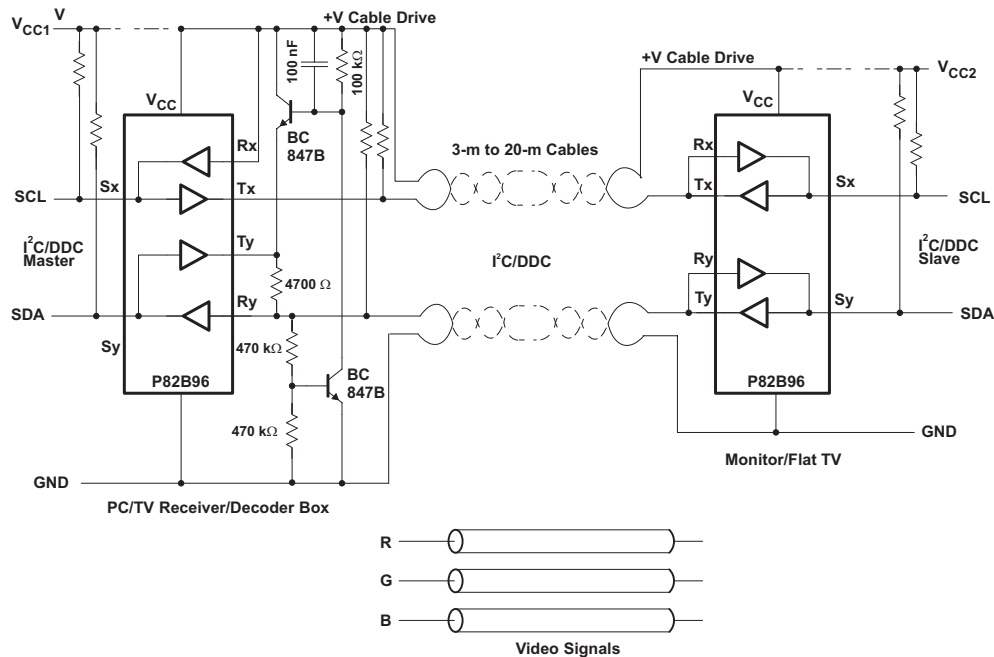


Figure 14. Extending DDC Bus

10.2.5 Voltage Translation

Figure 15 shows how the P82B96 can be used for I²C Voltage Translation.

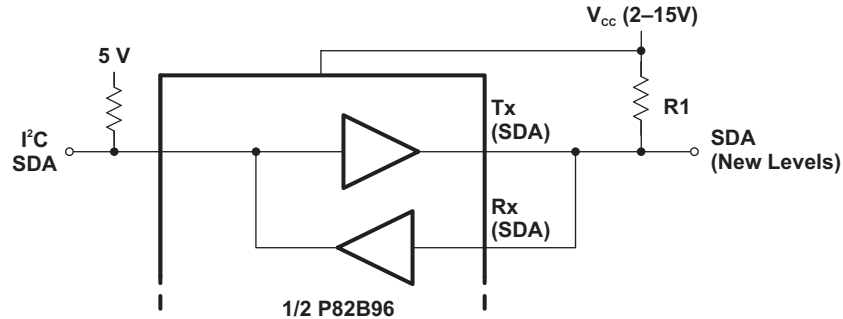


Figure 15. Interfacing I²C Bus With Different Logic Levels

11 Power Supply Recommendations

VCC accepts supply voltages from 2 V up to 15 V. The GND pin must be tied to ground. TI recommends that decoupling capacitor with a value of approximately 100 nF be placed near VCC.

12 Layout

12.1 Layout Guidelines

The recommended decoupling capacitors should be placed as close to the VCC pin of the P82B96 as possible.

12.2 Layout Example

Figure 16 is an example layout for the typical application seen in the *Long-Distance fC* section, using the DGK package.

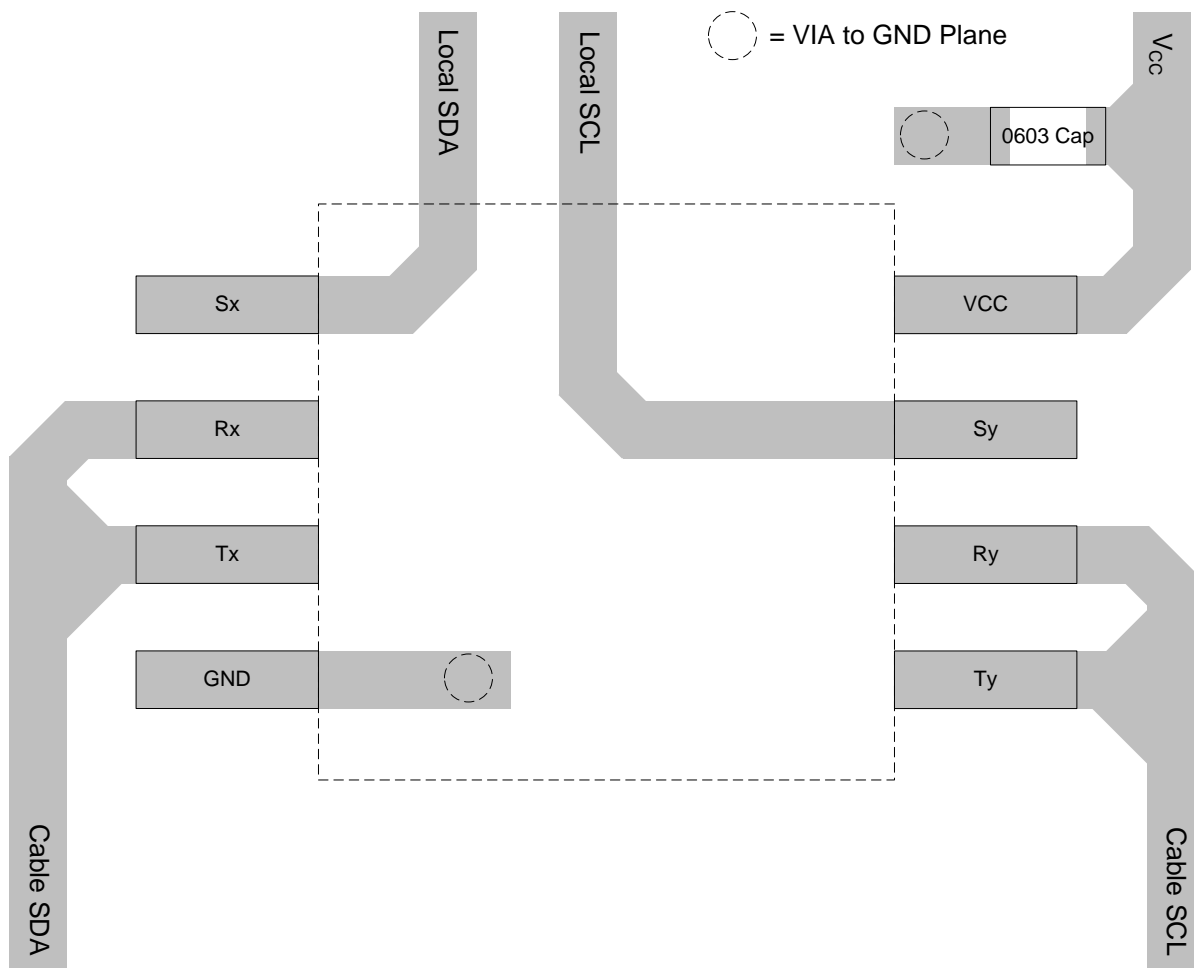


Figure 16. Layout Example



6-Pin DIP Optoisolators Logic Output

The H11L1 and H11L2 have a gallium arsenide IRED optically coupled to a high-speed integrated detector with Schmitt trigger output. Designed for applications requiring electrical isolation, fast response time, noise immunity and digital logic compatibility.

- Guaranteed Switching Times — $t_{on}, t_{off} < 4 \mu s$
- Built-In On/Off Threshold Hysteresis
- High Data Rate, 1 MHz Typical (NRZ)
- Wide Supply Voltage Capability
- Microprocessor Compatible Drive
- **To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.**

Applications

- Interfacing Computer Terminals to Peripheral Equipment
- Digital Control of Power Supplies
- Line Receiver — Eliminates Noise
- Digital Control of Motors and Other Servo Machine Applications
- Logic to Logic Isolator
- Logic Level Shifter — Couples TTL to CMOS

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ C$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

INPUT LED

Reverse Voltage	V_R	6	Volts
Forward Current — Continuous — Peak Pulse Width = 300 μs , 2% Duty Cycle	I_F	60 1.2	mA Amp
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	P_D	120 1.41	mW mW/ $^\circ C$

OUTPUT DETECTOR

Output Voltage Range	V_O	0–16	Volts
Supply Voltage Range	V_{CC}	3–16	Volts
Output Current	I_O	50	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	P_D	150 1.76	mW mW/ $^\circ C$

TOTAL DEVICE

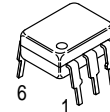
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	P_D	250 2.94	mW mW/ $^\circ C$
Maximum Operating Temperature ⁽²⁾	T_A	–40 to +85	$^\circ C$
Storage Temperature Range ⁽²⁾	T_{stg}	–55 to +150	$^\circ C$
Soldering Temperature (10 s)	T_L	260	$^\circ C$
Isolation Surge Voltage (Pk ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration) ⁽¹⁾	V_{ISO}	7500	Vac(pk)

1. Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.
For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.
 2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.
- Preferred** devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.
GlobalOptoisolator is a trademark of Motorola, Inc.

H11L1*
[IF(on) = 1.6 mA Max]
H11L2
[IF(on) = 10 mA Max]

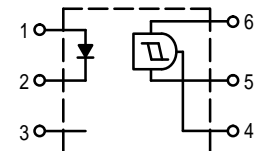
*Motorola Preferred Device

STYLE 5 PLASTIC



STANDARD THRU HOLE
CASE 730A–04

SCHEMATIC



- PIN 1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. OPEN COLLECTOR
OUTPUT
5. GND
6. VCC

H11L1 H11L2

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)⁽¹⁾

Characteristic	Symbol	Min	Typ ⁽¹⁾	Max	Unit	
INPUT LED						
Reverse Leakage Current (V _R = 3 V, R _L = 1 MΩ)	I _R	—	0.05	10	μA	
Forward Voltage (I _F = 10 mA) (I _F = 0.3 mA)	V _F	— 0.75	1.2 0.95	1.5 —	Volts	
Capacitance (V _R = 0 V, f = 1 MHz)	C	—	18	—	pF	
OUTPUT DETECTOR						
Operating Voltage	V _{CC}	3	—	15	Volts	
Supply Current (I _F = 0, V _{CC} = 5 V)	I _{CC(off)}	—	1	5	mA	
Output Current, High (I _F = 0, V _{CC} = V _O = 15 V)	I _{OH}	—	—	100	μA	
COUPLED						
Supply Current (I _F = I _{F(on)} , V _{CC} = 5 V)	I _{CC(on)}	—	1.6	5	mA	
Output Voltage, Low (R _L = 270 Ω, V _{CC} = 5 V, I _F = I _{F(on)})	V _{OL}	—	0.2	0.4	Volts	
Threshold Current, ON (R _L = 270 Ω, V _{CC} = 5 V)	I _{F(on)}	— —	1.2 —	1.6 10	mA	
Threshold Current, OFF (R _L = 270 Ω, V _{CC} = 5 V)	I _{F(off)}	0.3 0.3	0.75 —	— —	mA	
Hysteresis Ratio (R _L = 270 Ω, V _{CC} = 5 V)	$\frac{I_{F(off)}}{I_{F(on)}}$	0.5	0.75	0.9		
Isolation Voltage ⁽²⁾ 60 Hz, AC Peak, 1 second, T _A = 25°C	V _{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)	
Turn-On Time	R _L = 270 Ω ⁽³⁾ V _{CC} = 5 V, I _F = I _{F(on)} T _A = 25°C	t _{on}	—	1.2	4	μs
Fall Time		t _f	—	0.1	—	
Turn-Off Time		t _{off}	—	1.2	4	
Rise Time		t _r	—	0.1	—	

1. Always design to the specified minimum/maximum electrical limits (where applicable).
2. For this test, IRED Pins 1 and 2 are common and Output Gate Pins 4, 5, 6 are common.
3. R_L value effect on switching time is negligible.

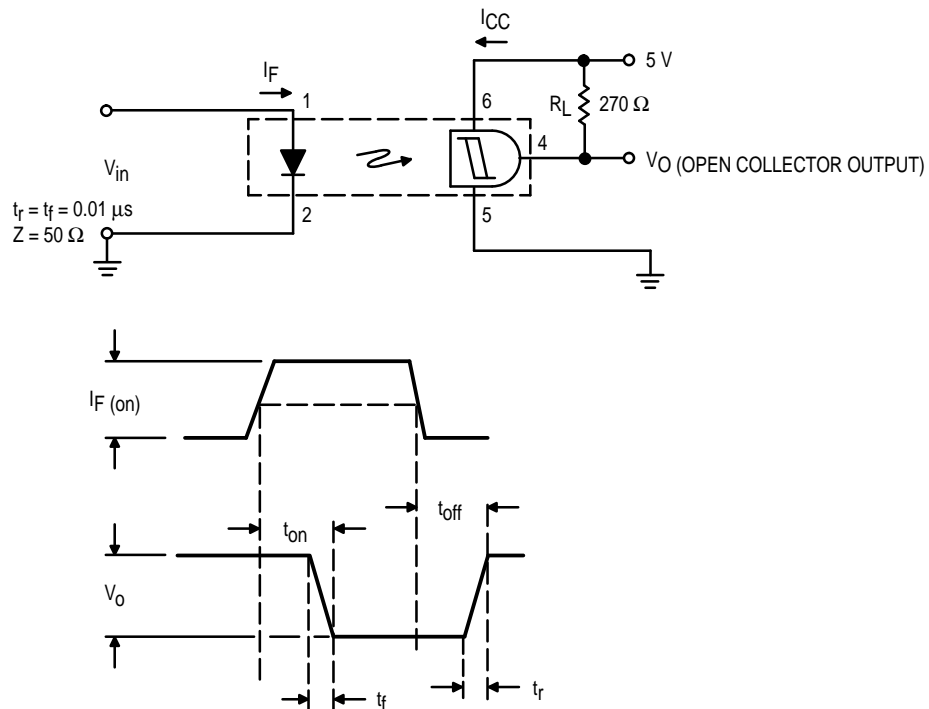


Figure 1. Switching Test Circuit

TYPICAL CHARACTERISTICS

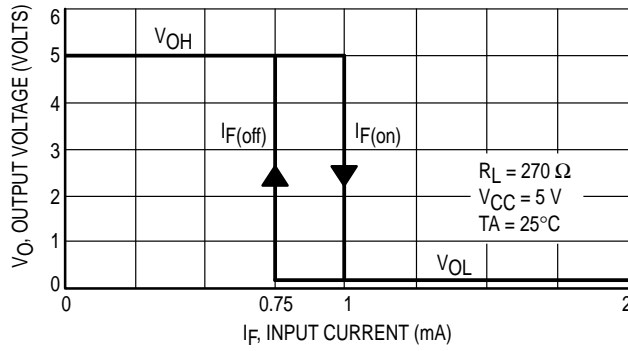


Figure 2. Transfer Characteristics for H11L1

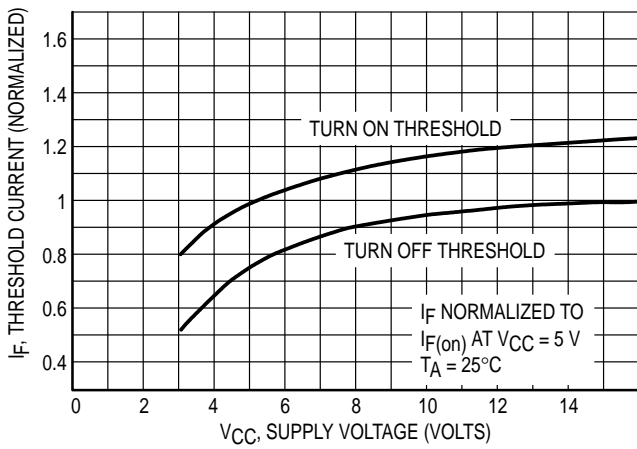


Figure 3. Threshold Current versus Supply Voltage

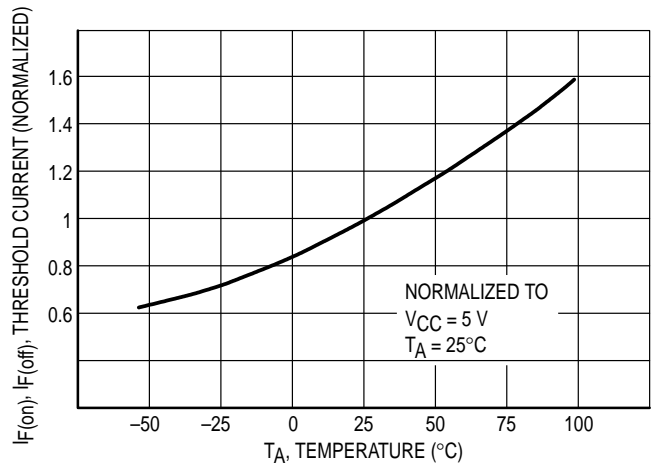


Figure 4. Threshold Current versus Temperature

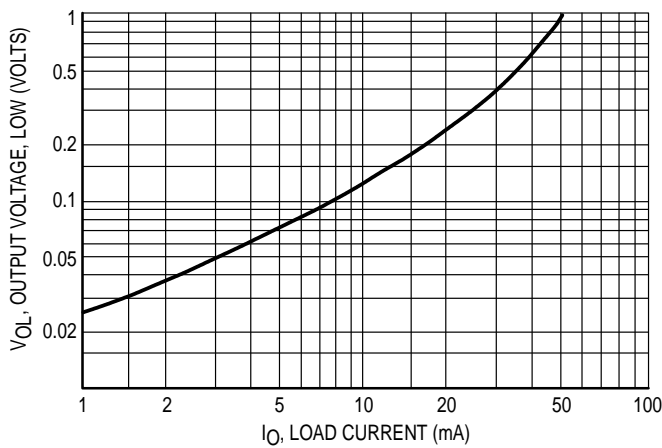


Figure 5. Output Voltage, Low versus Load Current

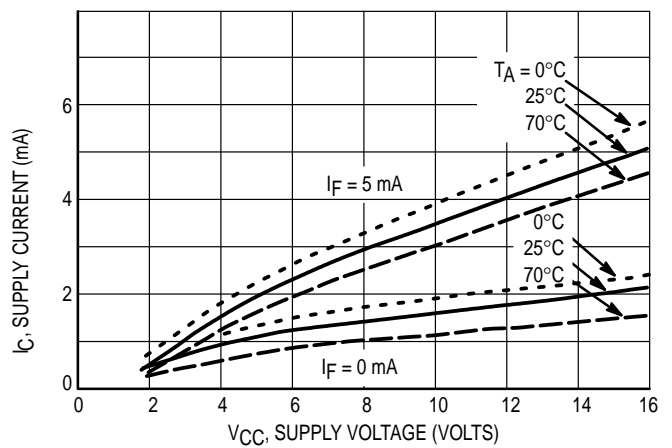
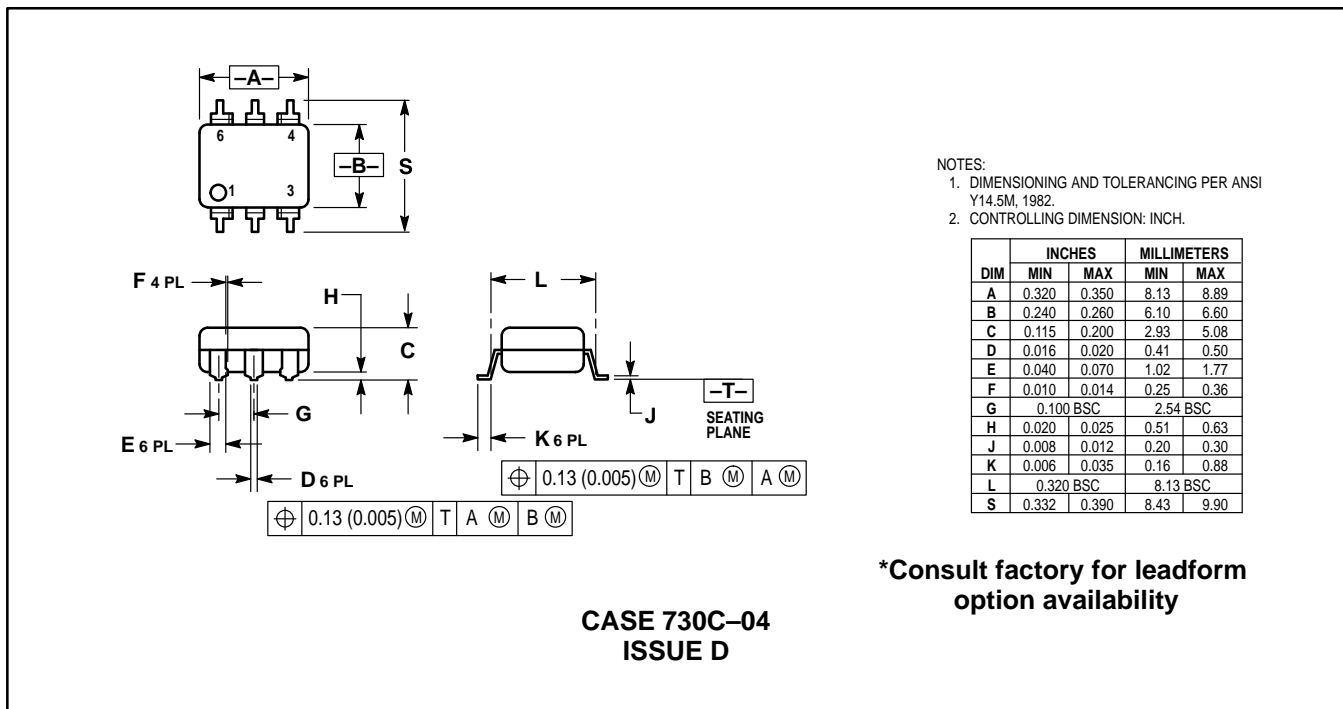
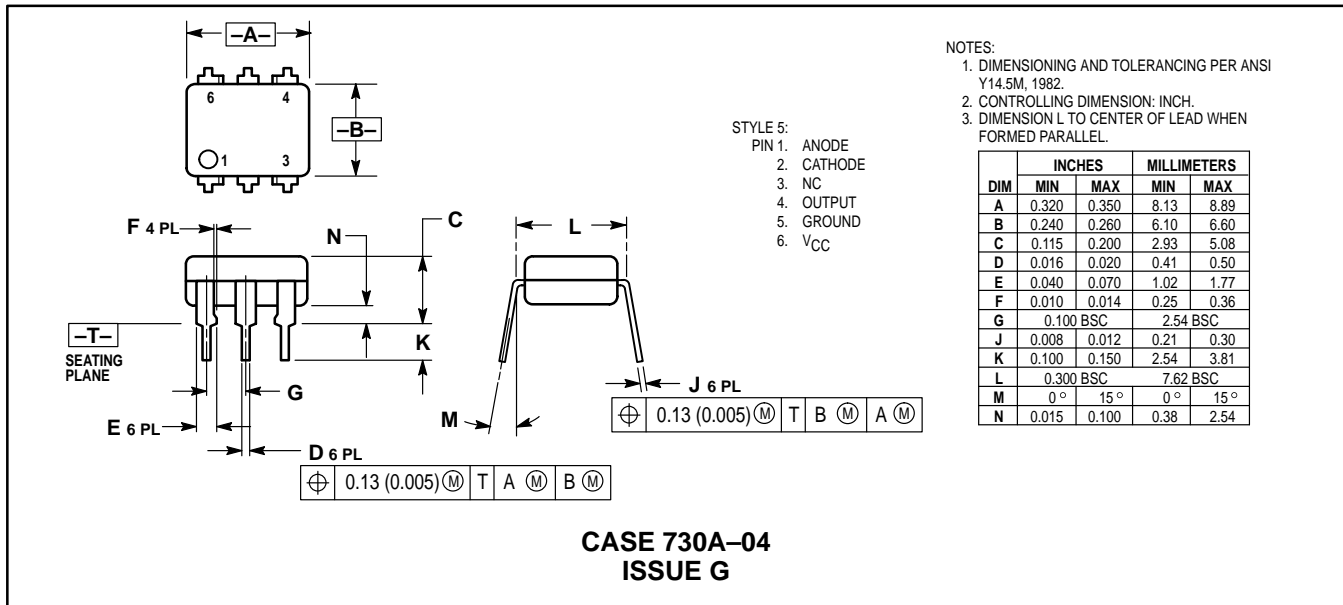
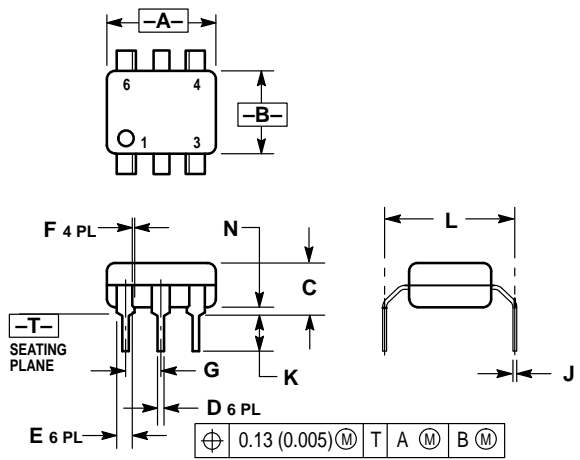


Figure 6. Supply Current versus Supply Voltage

H11L1 H11L2

PACKAGE DIMENSIONS





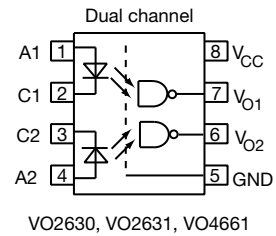
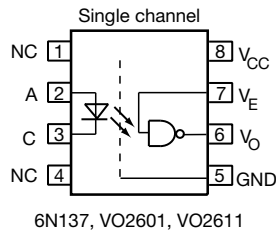
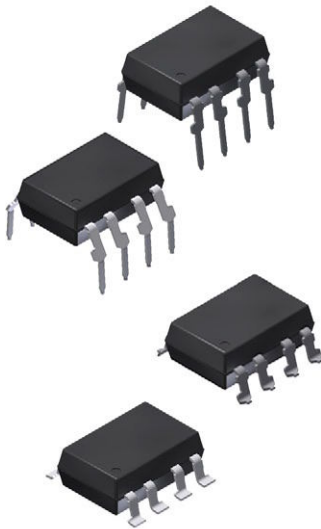
- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.320	0.350	8.13	8.89
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.115	0.200	2.93	5.08
D	0.016	0.020	0.41	0.50
E	0.040	0.070	1.02	1.77
F	0.010	0.014	0.25	0.36
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.008	0.012	0.21	0.30
K	0.100	0.150	2.54	3.81
L	0.400	0.425	10.16	10.80
N	0.015	0.040	0.38	1.02

***Consult factory for leadform option availability**

**CASE 730D-05
ISSUE D**

High Speed Optocoupler, Single and Dual, 10 MBd



DESCRIPTION

The 6N137, VO2601, and VO2611 are single channel 10 MBd optocouplers utilizing a high efficient input LED coupled with an integrated optical photodiode IC detector. The detector has an open drain NMOS-transistor output, providing less leakage compared to an open collector Schottky clamped transistor output. The VO2630, VO2631, and VO4661 are dual channel 10 MBd optocouplers. For the single channel type, an enable function on pin 7 allows the detector to be strobed. The internal shield provides a guaranteed common mode transient immunity of 5 kV/μs for the VO2601 and VO2631 and 15 kV/μs for the VO2611 and VO4661. The use of a 0.1 μF bypass capacitor connected between pin 5 and 8 is recommended.

FEATURES

- Choice of CMR performance of 15 kV/μs, 5 kV/μs, and 1000 V/μs
- High speed: 10 MBd typical
- +5 V CMOS compatibility
- Pure tin leads
- Guaranteed AC and DC performance over temperature
- Meets IEC 60068-2-42 (SO₂) and IEC 60068-2-43 (H₂S) requirements
- Low input current capability of 5 mA
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



RoHS COMPLIANT

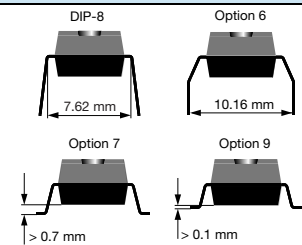
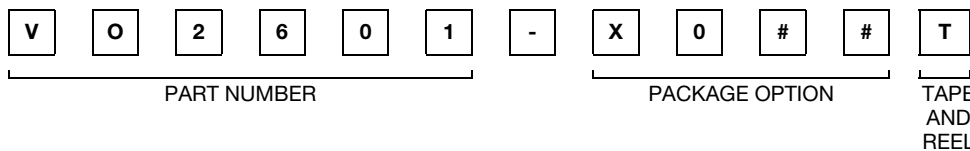
APPLICATIONS

- Microprocessor system interface
- PLC, ATE input / output isolation
- Computer peripheral interface
- Digital fieldbus isolation: CC-link, DeviceNet, profibus, SDS
- High speed A/D and D/A conversion
- AC plasma display panel level shifting
- Multiplexed data transmission
- Digital control power supply
- Ground loop elimination, noise isolation

AGENCY APPROVALS

- UL1577
- cUL
- DIN EN 60747-5-5 (VDE 0884-5) available with option 1
- BS EN 60950-1
- CQC GB8898-2011, GB4943.1-2011

ORDERING INFORMATION



AGENCY CERTIFIED/PACKAGE	CHANNELS 1			CHANNELS 2		
	CMR (V/μs)			CMR (V/μs)		
	1000	5000	15 000	1000	5000	15 000
BSI, UL, cUL						
DIP-8	6N137	VO2601	VO2611	VO2630	VO2631	VO4661
DIP-8, 400 mil (option 6)	6N137-X006	VO2601-X006	VO2611-X006	VO2630-X006	VO2631-X006	VO4661-X006
SMD-8 (option 7)	6N137-X007T	VO2601-X007T	VO2611-X007T	VO2630-X007T	VO2631-X007T	VO4661-X007T
SMD-8 (option 9)	6N137-X009T	-	-	VO2630-X009T	-	-
VDE, BSI, UL, cUL	1000	5000	15 000	1000	5000	15 000
DIP-8, 400 mil (option 6)	-	VO2601-X016	VO2611-X016	-	VO2631-X016	-
SMD-8 (option 7)	-	VO2601-X017T	VO2611-X017T	-	VO2631-X017T	-



TRUTH TABLE (positive logic)		
LED	ENABLE	OUTPUT
On	H	L
Off	H	H
On	L	H
Off	L	H
On	NC	L
Off	NC	H

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T _{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)				
PARAMETER	CONDITIONS	SYMBOL	VALUE	UNIT
INPUT				
Average forward current (single channel)		I _F	20	mA
Average forward current (per channel for dual channel)		I _F	15	mA
Reverse input voltage		V _R	5	V
Enable input voltage		V _E	V _{CC} + 0.5 V	V
Enable input current		I _E	5	mA
Surge current	t = 100 μs	I _{FSM}	200	mA
Output power dissipation (single channel)		P _{diss}	35	mW
Output power dissipation (per channel for dual channel)		P _{diss}	25	mW
OUTPUT				
Supply voltage	1 min maximum	V _{CC}	7	V
Output current		I _O	50	mA
Output voltage		V _O	7	V
Output power dissipation (single channel)		P _{diss}	85	mW
Output power dissipation (per channel for dual channel)		P _{diss}	60	mW
COUPLER				
Storage temperature		T _{stg}	-55 to +150	°C
Operating temperature		T _{amb}	-40 to +100	°C
Lead solder temperature	for 10 s		260	°C
Solder reflow temperature			260	°C

Note

- Stresses in excess of the absolute maximum ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of this document. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods of the time can adversely affect reliability.

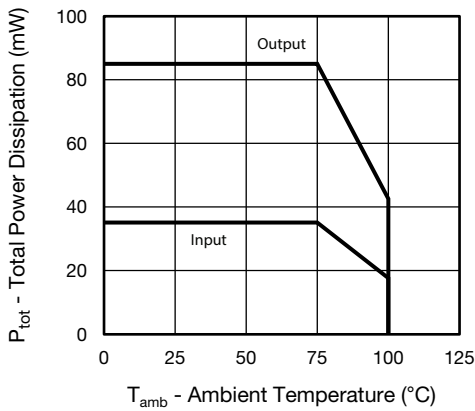


Fig. 1 - Total Power Dissipation vs. Ambient Temperature (single channel)

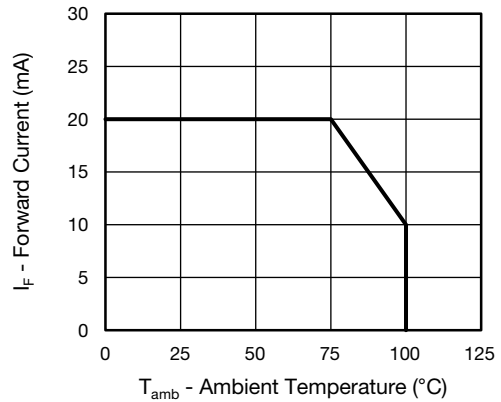


Fig. 3 - Forward Current vs. Ambient Temperature (single channel)

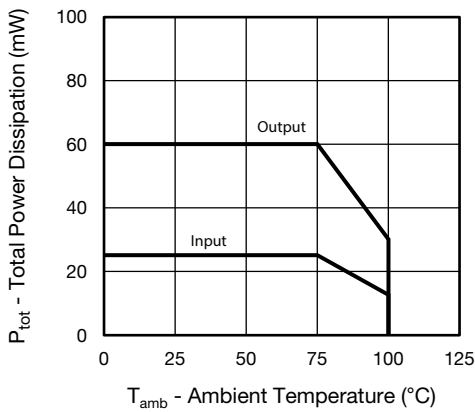


Fig. 2 - Total Power Dissipation vs. Ambient Temperature (dual channel)

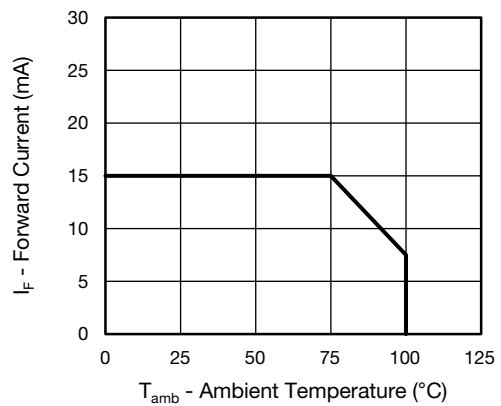


Fig. 4 - Forward Current vs. Ambient Temperature (dual channel)

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS					
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	MAX.	UNIT
Operating temperature		T _{amb}	-40	100	°C
Supply voltage		V _{CC}	4.5	5.5	V
Input current low level		I _{FL}	0	250	μA
Input current high level		I _{FH}	5	15	mA
Logic high enable voltage		V _{EH}	2	V _{CC}	V
Logic low enable voltage		V _{EL}	0	0.8	V
Output pull up resistor		R _L	330	4K	Ω
Fanout	R _L = 1 kΩ	N	-	5	-



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
INPUT						
Input forward voltage	$I_F = 10\text{ mA}$	V_F	1.1	1.4	1.7	V
Reverse current	$V_R = 5\text{ V}$	I_R	-	0.01	10	μA
Input capacitance	$f = 1\text{ MHz}, V_F = 0\text{ V}$	C_I	-	55	-	pF
OUTPUT						
High level supply current (single channel)	$V_E = 0.5\text{ V}, I_F = 0\text{ mA}$	I_{CCH}	-	4.1	7	mA
	$V_E = V_{CC}, I_F = 0\text{ mA}$	I_{CCH}	-	3.3	6	mA
High level supply current (dual channel)	$I_F = 0\text{ mA}$	I_{CCH}	-	6.5	12	mA
Low level supply current (single channel)	$V_E = 0.5\text{ V}, I_F = 10\text{ mA}$	I_{CCL}	-	4	7	mA
	$V_E = V_{CC}, I_F = 10\text{ mA}$	I_{CCL}	-	3.3	6	mA
Low level supply current (dual channel)	$I_F = 10\text{ mA}$	I_{CCL}	-	6.5	12	mA
High level output current	$V_E = 2\text{ V}, V_{CC} = 5.5\text{ V}, I_F = 250\text{ }\mu\text{A}$	I_{OH}	-	0.002	1	μA
Low level output voltage	$V_E = 2\text{ V}, I_F = 5\text{ mA}, I_{OL}(\text{sinking}) = 13\text{ mA}$	V_{OL}	-	0.2	0.6	V
Input threshold current	$V_E = 2\text{ V}, V_{CC} = 5.5\text{ V}, I_{OL}(\text{sinking}) = 13\text{ mA}$	I_{TH}	-	2.4	5	mA
High level enable current	$V_E = 2\text{ V}$	I_{EH}	-	-0.6	-1.6	mA
Low level enable current	$V_E = 0.5\text{ V}$	I_{EL}	-	-0.8	-1.6	mA
High level enable voltage		V_{EH}	2	-	-	V
Low level enable voltage		V_{EL}	-	-	0.8	V

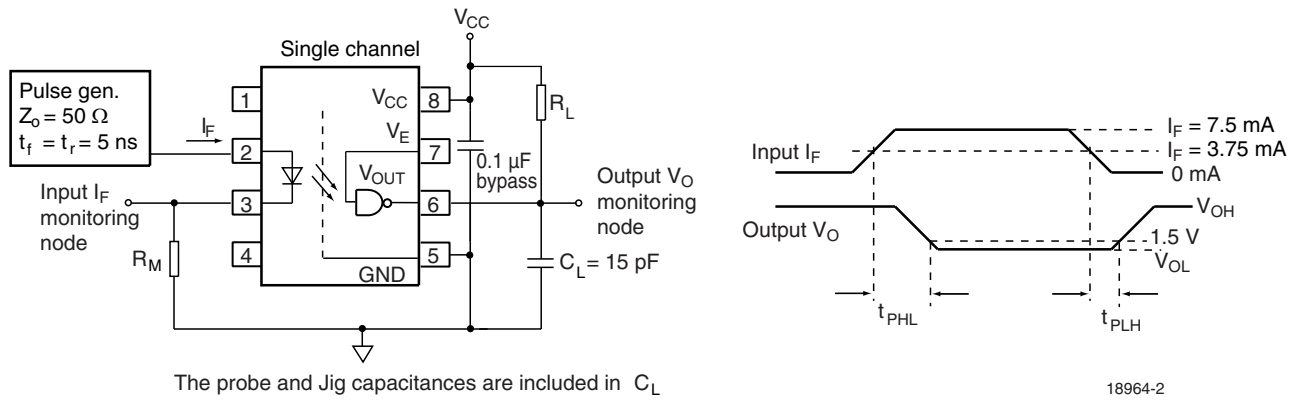
Note

- Minimum and maximum values are testing requirements. Typical values are characteristics of the device and are the result of engineering evaluation. Typical values are for information only and are not part of the testing requirements.

SWITCHING CHARACTERISTICS						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Propagation delay time to high output level	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}$	t_{PLH}	20	48	75 ⁽¹⁾	ns
		t_{PLH}	-	-	100	ns
Propagation delay time to low output level	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}$	t_{PHL}	25	50	75 ⁽¹⁾	ns
		t_{PHL}	-	-	100	ns
Pulse width distortion	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}$	$ t_{PHL} - t_{PLH} $	-	2.9	35	ns
Propagation delay skew	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}$	t_{PSK}	-	8	40	ns
Output rise time (10 % to 90 %)	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}$	t_r	-	23	-	ns
Output fall time (90 % to 10 %)	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}$	t_f	-	7	-	ns
Propagation delay time of enable from V_{EH} to V_{EL}	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}, V_{EL} = 0\text{ V}, V_{EH} = 3\text{ V}$	t_{ELH}	-	12	-	ns
Propagation delay time of enable from V_{EL} to V_{EH}	$R_L = 350\text{ }\Omega, C_L = 15\text{ pF}, V_{EL} = 0\text{ V}, V_{EH} = 3\text{ V}$	t_{EHL}	-	11	-	ns

Notes

- Over recommended temperature ($T_{amb} = -40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$), $V_{CC} = 5\text{ V}, I_F = 7.5\text{ mA}$ unless otherwise specified. All typicals at $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}, V_{CC} = 5\text{ V}$.
- (1) 75 ns applies to the 6N137 only, a JEDEC® registered specification



The probe and Jig capacitances are included in C_L

Fig. 5 - Single Channel Test Circuit for t_{PLH} , t_{PHL} , t_r and t_f

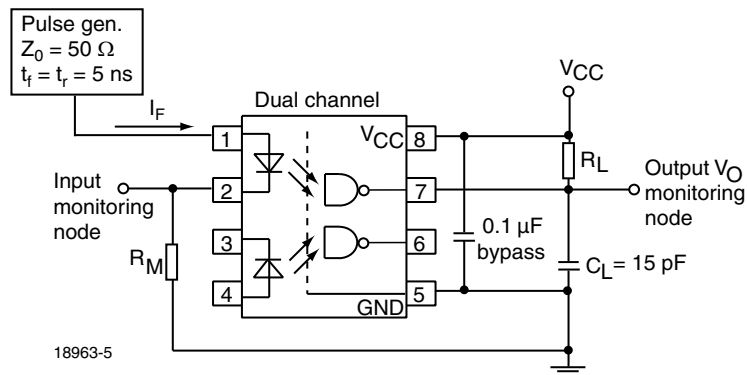


Fig. 6 - Dual Channel Test Circuit for t_{PLH} , t_{PHL} , t_r and t_f

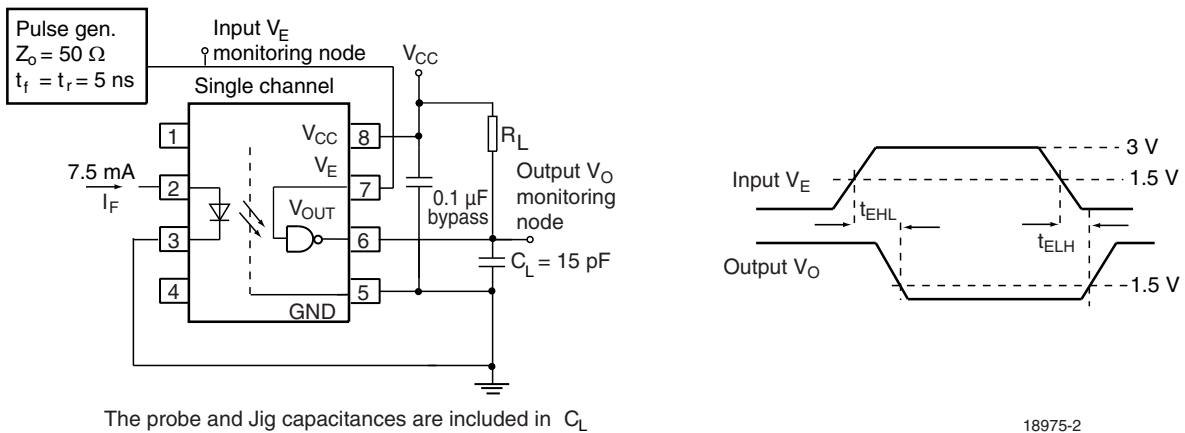


Fig. 7 - Single Channel Test Circuit for t_{EHL} , and t_{ELH}

COMMON MODE TRANSIENT IMMUNITY ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Common mode transient immunity	$ V_{CM} = 10\text{ V}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 0\text{ mA}$, $V_{O(min.)} = 2\text{ V}$, $R_L = 350\text{ }\Omega$, $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ (1)	$ CM_H $	1000			$\text{V}/\mu\text{s}$
	$ V_{CM} = 50\text{ V}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 0\text{ mA}$, $V_{O(min.)} = 2\text{ V}$, $R_L = 350\text{ }\Omega$, $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ (2)	$ CM_H $	5000	10 000		$\text{V}/\mu\text{s}$
	$ V_{CM} = 1\text{ kV}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 0\text{ mA}$, $V_{O(min.)} = 2\text{ V}$, $R_L = 350\text{ }\Omega$, $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ (3)	$ CM_H $	15 000	25 000		$\text{V}/\mu\text{s}$
	$ V_{CM} = 10\text{ V}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 7.5\text{ mA}$, $V_{O(max.)} = 0.8\text{ V}$, $R_L = 350\text{ }\Omega$, $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ (1)	$ CM_L $	1000			$\text{V}/\mu\text{s}$
	$ V_{CM} = 50\text{ V}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 7.5\text{ mA}$, $V_{O(max.)} = 0.8\text{ V}$, $R_L = 350\text{ }\Omega$, $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ (2)	$ CM_L $	5000	10 000		$\text{V}/\mu\text{s}$
	$ V_{CM} = 1\text{ kV}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 7.5\text{ mA}$, $V_{O(max.)} = 0.8\text{ V}$, $R_L = 350\text{ }\Omega$, $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ (3)	$ CM_L $	15 000	25 000		$\text{V}/\mu\text{s}$

Notes

- (1) For 6N137 and VO2630
 (2) For VO2601 and VO2631
 (3) For VO2611 and VO4661

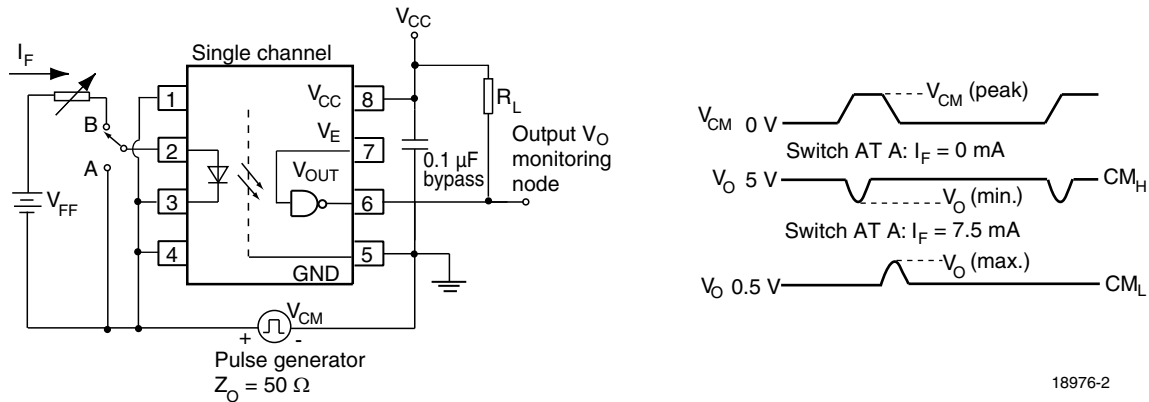


Fig. 8 - Single Channel Test Circuit for Common Mode Transient Immunity

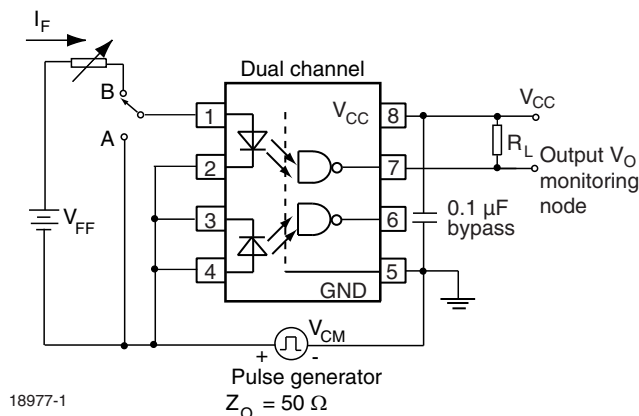


Fig. 9 - Dual Channel Test Circuit for Common Mode Transient Immunity



SAFETY AND INSULATION RATINGS				
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Climatic classification	According to IEC 68 part 1		55 / 100 / 21	
Pollution degree	According to DIN VDE 0109		2	
Comparative tracking index	Insulation group IIIa	CTI	175	
Maximum rated withstanding isolation voltage	According to UL1577, t = 1 min	V _{ISO}	5300	V _{RMS}
Maximum transient isolation voltage	According to DIN EN 60747-5-5	V _{IOTM}	8000	V _{peak}
Maximum repetitive peak isolation voltage	According to DIN EN 60747-5-5	V _{IORM}	890	V _{peak}
Isolation resistance	T _{amb} = 25 °C, V _{IO} = 500 V	R _{IO}	≥ 10 ¹²	Ω
	T _{amb} = 100 °C, V _{IO} = 500 V	R _{IO}	≥ 10 ¹¹	Ω
Output safety power		P _{SO}	500	mW
Input safety current		I _{SI}	300	mA
Input safety temperature		T _S	175	°C
Creepage distance	DIP-8		≥ 7	mm
Clearance distance			≥ 7	mm
Creepage distance	DIP-8, 400 mil (option 6)		≥ 8	mm
Clearance distance			≥ 8	mm
Creepage distance	SMD-8 (option 7)		≥ 8	mm
Clearance distance			≥ 8	mm
Creepage distance	SMD-8 (option 9)		≥ 8	mm
Clearance distance			≥ 8	mm
Insulation thickness		DTI	≥ 0.4	mm

Note

- As per IEC 60747-5-5, § 7.4.3.8.2, this optocoupler is suitable for “safe electrical insulation” only within the safety ratings. Compliance with the safety ratings shall be ensured by means of protective circuits.

TYPICAL CHARACTERISTICS (T_{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)

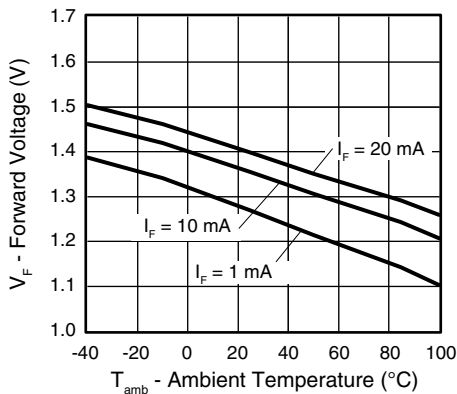


Fig. 10 - Forward Voltage vs. Ambient Temperature

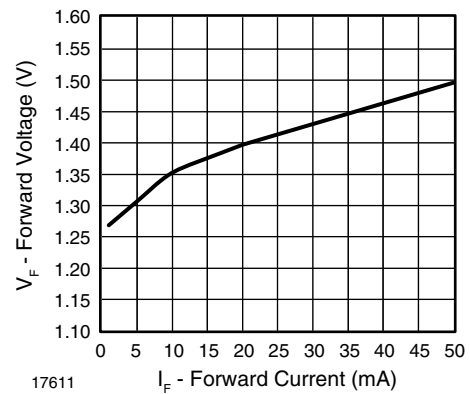


Fig. 11 - Forward Voltage vs. Forward Current

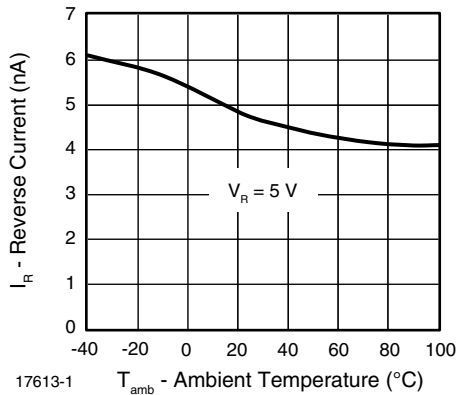


Fig. 12 - Reverse Current vs. Ambient Temperature

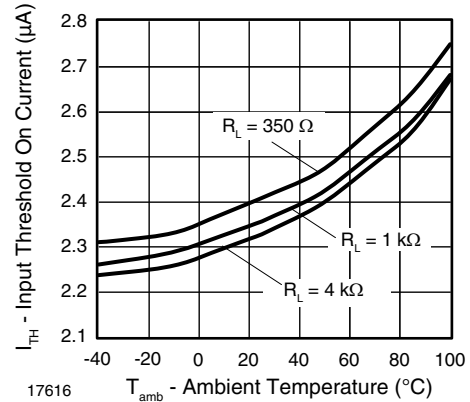


Fig. 15 - Input Threshold On Current vs. Ambient Temperature

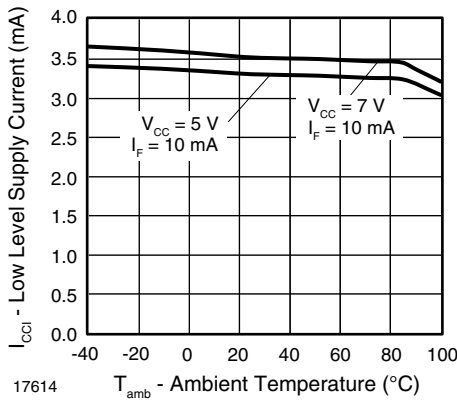


Fig. 13 - Low Level Supply Current vs. Ambient Temperature

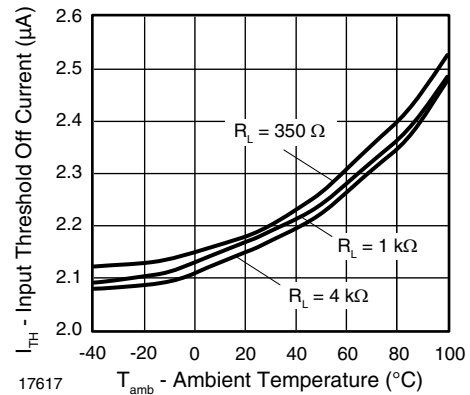


Fig. 16 - Input Threshold Off Current vs. Ambient Temperature

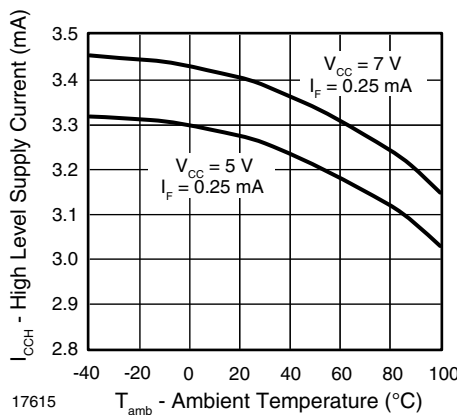


Fig. 14 - High Level Supply Current vs. Ambient Temperature

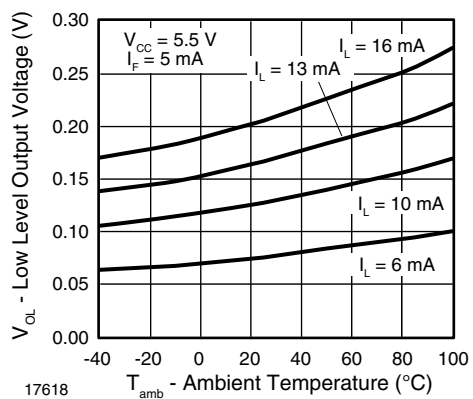


Fig. 17 - Low Level Output Voltage vs. Ambient Temperature

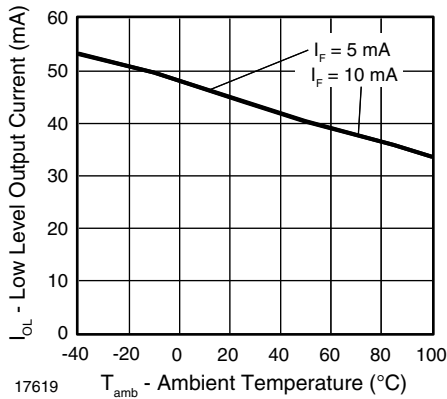


Fig. 18 - Low Level Output Current vs. Ambient Temperature

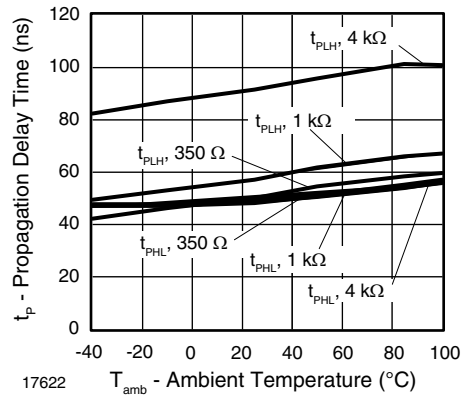


Fig. 21 - Propagation Delay vs. Ambient Temperature

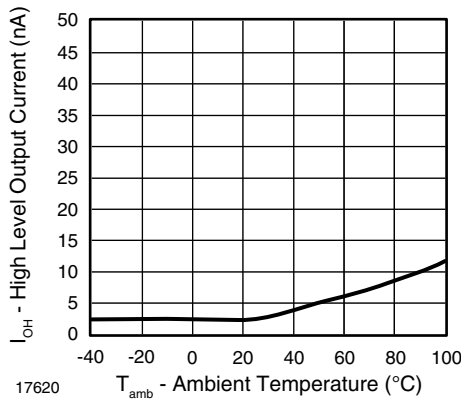


Fig. 19 - High Level Output Current vs. Ambient Temperature

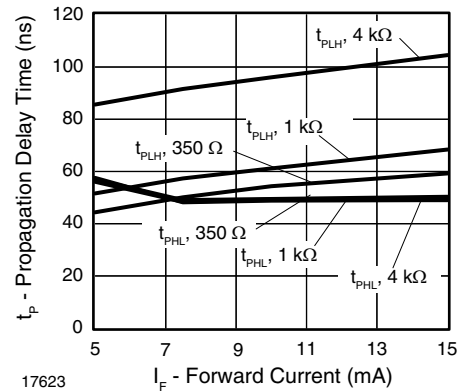


Fig. 22 - Propagation Delay vs. Forward Current

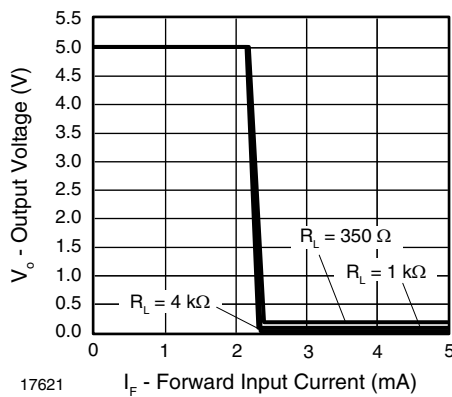


Fig. 20 - Output Voltage vs. Forward Input Current

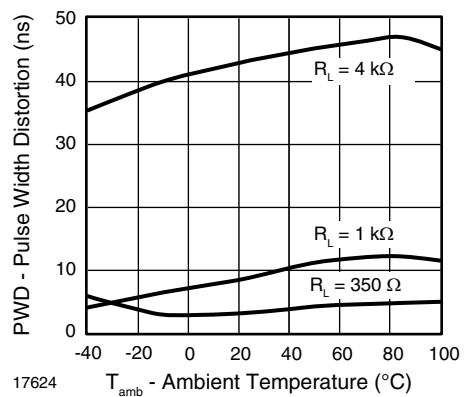


Fig. 23 - Pulse Width Distortion vs. Ambient Temperature

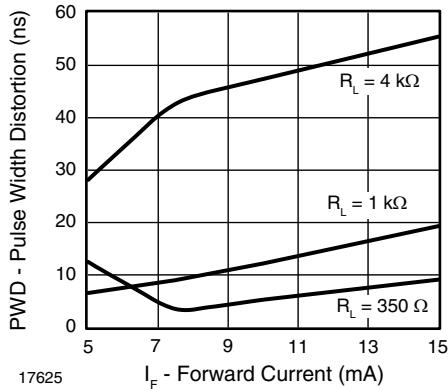


Fig. 24 - Pulse Width Distortion vs. Forward Current

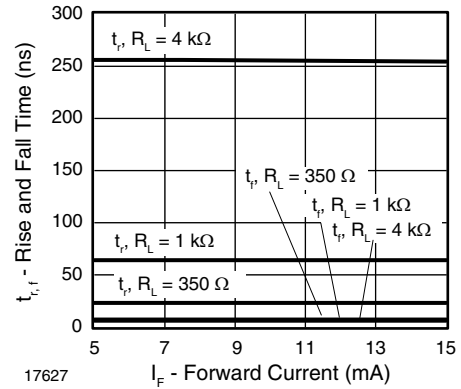


Fig. 26 - Rise and Fall Time vs. Forward Current

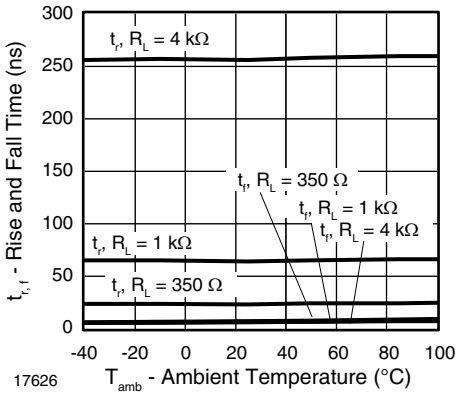


Fig. 25 - Rise and Fall Time vs. Ambient Temperature

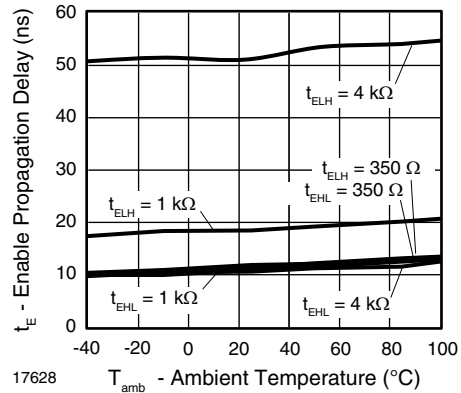


Fig. 27 - Enable Propagation Delay vs. Ambient Temperature

FEATURES

Easy to use

Gain set with one external resistor
(Gain range 1 to 10,000)

Wide power supply range (± 2.3 V to ± 18 V)

Higher performance than 3 op amp IA designs

Available in 8-lead DIP and SOIC packaging

Low power, 1.3 mA max supply current

Excellent dc performance (B grade)

50 μ V max, input offset voltage

0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, input offset drift

1.0 nA max, input bias current

100 dB min common-mode rejection ratio (G = 10)

Low noise

9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 1 kHz, input voltage noise

0.28 μ V p-p noise (0.1 Hz to 10 Hz)

Excellent ac specifications

120 kHz bandwidth (G = 100)

15 μ s settling time to 0.01%

APPLICATIONS

Weigh scales

ECG and medical instrumentation

Transducer interface

Data acquisition systems

Industrial process controls

Battery-powered and portable equipment

CONNECTION DIAGRAM

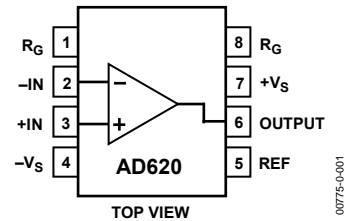


Figure 1. 8-Lead PDIP (N), CERDIP (Q), and SOIC (R) Packages

PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to 10,000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery-powered, portable (or remote) applications.

The AD620, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50 μ V max, and offset drift of 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications, such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of Superbeta processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, 0.28 μ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, and 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 μ s to 0.01%, and its cost is low enough to enable designs with one in-amp per channel.

Table 1. Next Generation Upgrades for AD620

Part	Comment
AD8221	Better specs at lower price
AD8222	Dual channel or differential out
AD8226	Low power, wide input range
AD8220	JFET input
AD8228	Best gain accuracy
AD8295	+2 precision op amps or differential out
AD8429	Ultra low noise

Rev. H

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

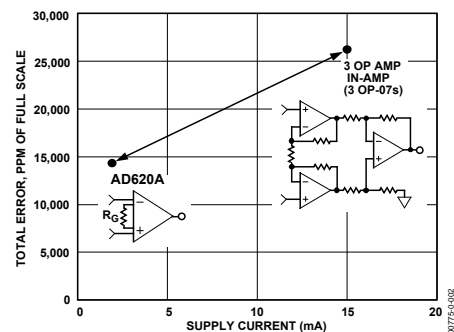


Figure 2. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

TABLE OF CONTENTS

Specifications3
 Absolute Maximum Ratings5
 ESD Caution5
 Typical Performance Characteristics6
 Theory of Operation12
 Gain Selection.....15
 Input and Output Offset Voltage15
 Reference Terminal15
 Input Protection15

REVISION HISTORY

7/11—Rev. G to Rev. H

Deleted Figure 3.....1
 Added Table 11
 Moved Figure 2.....1
 Added ESD Input Diodes to Simplified Schematic12
 Changes to Input Protection Section.....15
 Added Figure 41; Renumbered Sequentially.....15
 Changes to AD620ACHIPS Information Section18
 Updated Ordering Guide20

12/04—Rev. F to Rev. G

Updated Format..... Universal
 Change to Features1
 Change to Product Description.....1
 Changes to Specifications.....3
 Added Metallization Photograph.....4
 Replaced Figure 4-Figure 66
 Replaced Figure 157
 Replaced Figure 3310
 Replaced Figure 34 and Figure 3510
 Replaced Figure 3710
 Changes to Table 313
 Changes to Figure 41 and Figure 4214
 Changes to Figure 4315
 Change to Figure 4417

RF Interference.....15
 Common-Mode Rejection.....16
 Grounding.....16
 Ground Returns for Input Bias Currents17
 AD620ACHIPS Information18
 Outline Dimensions.....19
 Ordering Guide20

Changes to Input Protection section15
 Deleted Figure 915
 Changes to RF Interference section.....15
 Edit to Ground Returns for Input Bias Currents section.....17
 Added AD620CHIPS to Ordering Guide19

7/03—Data Sheet Changed from Rev. E to Rev. F

Edit to FEATURES.....1
 Changes to SPECIFICATIONS2
 Removed AD620CHIPS from ORDERING GUIDE4
 Removed METALLIZATION PHOTOGRAPH.....4
 Replaced TPCs 1–35
 Replaced TPC 126
 Replaced TPC 309
 Replaced TPCs 31 and 32.....10
 Replaced Figure 4.....10
 Changes to Table I.....11
 Changes to Figures 6 and 712
 Changes to Figure 813
 Edited INPUT PROTECTION section.....13
 Added new Figure 913
 Changes to RF INTERFACE section14
 Edit to GROUND RETURNS FOR INPUT BIAS CURRENTS section.....15
 Updated OUTLINE DIMENSIONS16

SPECIFICATIONS

Typical @ 25°C, $V_S = \pm 15$ V, and $R_L = 2$ k Ω , unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = 1 + (49.4 \text{ k}\Omega/R_G)$										
Gain Range		1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Error ²	$V_{OUT} = \pm 10$ V										
G = 1			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	%
G = 10			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 100			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 1000			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	%
Nonlinearity	$V_{OUT} = -10$ V to $+10$ V										
G = 1–1000	$R_L = 10$ k Ω		10	40		10	40		10	40	ppm
G = 1–100	$R_L = 2$ k Ω		10	95		10	95		10	95	ppm
Gain vs. Temperature											
G = 1				10			10			10	ppm/°C
Gain > 1 ²				–50			–50			–50	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	(Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$)										
Input Offset, V_{OSI}	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		30	125		15	50		30	125	μ V
Overtemperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			185			85			225	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	μ V/°C
Output Offset, V_{OSO}	$V_S = \pm 15$ V		400	1000		200	500		400	1000	μ V
Overtemperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			1500			750			1500	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		5.0	15		2.5	7.0		5.0	15	μ V/°C
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 18 V										
G = 1		80	100		80	100		80	100		dB
G = 10		95	120		100	120		95	120		dB
G = 100		110	140		120	140		110	140		dB
G = 1000		110	140		120	140		110	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	nA
Overtemperature				2.5			1.5			4	nA
Average TC			3.0			3.0			8.0		pA/°C
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	nA
Overtemperature				1.5			0.75			2.0	nA
Average TC			1.5			1.5			8.0		pA/°C
INPUT											
Input Impedance											
Differential			10 2			10 2			10 2		G Ω _pF
Common-Mode			10 2			10 2			10 2		G Ω _pF
Input Voltage Range ³	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	V
Overtemperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	V
Overtemperature		$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	V
Overtemperature		$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.1$		$+V_S + 2.1$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.4$	V

AD620

Parameter	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Unit	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Common-Mode Rejection												
Ratio DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance	$V_{CM} = 0\text{ V to } \pm 10\text{ V}$											
G = 1		73	90		80	90		73	90		dB	
G = 10		93	110		100	110		93	110		dB	
G = 100		110	130		120	130		110	130		dB	
G = 1000		110	130		120	130		110	130		dB	
OUTPUT												
Output Swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 2.3\text{ V}$ to $\pm 5\text{ V}$	$-V_S + 1.1$	$+V_S - 1.2$		$-V_S + 1.1$	$+V_S - 1.2$		$-V_S + 1.1$	$+V_S - 1.2$		V	
Overtemperature		$-V_S + 1.4$	$+V_S - 1.3$		$-V_S + 1.4$	$+V_S - 1.3$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.3$		V	
Overtemperature	$V_S = \pm 5\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$	$-V_S + 1.2$	$+V_S - 1.4$		$-V_S + 1.2$	$+V_S - 1.4$		$-V_S + 1.2$	$+V_S - 1.4$		V	
Short Circuit Current		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.5$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.5$		$-V_S + 2.3$	$+V_S - 1.5$		V	
DYNAMIC RESPONSE												
Small Signal -3 dB Bandwidth	10 V Step											
G = 1			1000			1000			1000		kHz	
G = 10			800			800			800		kHz	
G = 100			120			120			120		kHz	
G = 1000			12			12			12		kHz	
Slew Rate		0.75	1.2		0.75	1.2		0.75	1.2		V/ μ s	
Settling Time to 0.01%												
G = 1-100			15			15			15		μ s	
G = 1000			150			150			150		μ s	
NOISE												
Voltage Noise, 1 kHz	$Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(e_{ni}^2) + (e_{no}/G)^2}$											
Input, Voltage Noise, e_{ni}			9	13		9	13		9	13	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
Output, Voltage Noise, e_{no}			72	100		72	100		72	100	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz	$f = 1\text{ kHz}$											
G = 1			3.0			3.0	6.0		3.0	6.0	μ V p-p	
G = 10			0.55			0.55	0.8		0.55	0.8	μ V p-p	
G = 100-1000			0.28			0.28	0.4		0.28	0.4	μ V p-p	
Current Noise			100			100			100		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
0.1 Hz to 10 Hz			10			10			10		pA p-p	
REFERENCE INPUT												
R_{IN}	$V_{IN+}, V_{REF} = 0$		20			20			20		k Ω	
I_{IN}			50	60		50	60		50	60	μ A	
Voltage Range			$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		V
Gain to Output			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			
POWER SUPPLY												
Operating Range ⁴	$V_S = \pm 2.3\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$		± 2.3	± 18		± 2.3	± 18		± 2.3	± 18	V	
Quiescent Current			0.9	1.3		0.9	1.3		0.9	1.3	mA	
Overtemperature			1.1	1.6		1.1	1.6		1.1	1.6	mA	
TEMPERATURE RANGE												
For Specified Performance			-40 to $+85$			-40 to $+85$			-55 to $+125$		$^{\circ}\text{C}$	

¹ See Analog Devices military data sheet for 883B tested specifications.

² Does not include effects of external resistor R_G .

³ One input grounded. $G = 1$.

⁴ This is defined as the same supply range that is used to specify PSR.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 3.

Parameter	Rating
Supply Voltage	± 18 V
Internal Power Dissipation ¹	650 mW
Input Voltage (Common-Mode)	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	25 V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range (Q)	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range (N, R)	-65°C to $+125^{\circ}\text{C}$
Operating Temperature Range	
AD620 (A, B)	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
AD620 (S)	-55°C to $+125^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering 10 seconds)	300°C

¹ Specification is for device in free air:
 8-Lead Plastic Package: $\theta_{JA} = 95^{\circ}\text{C}$
 8-Lead CERDIP Package: $\theta_{JA} = 110^{\circ}\text{C}$
 8-Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 155^{\circ}\text{C}$

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

(@ 25°C, $V_s = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.)

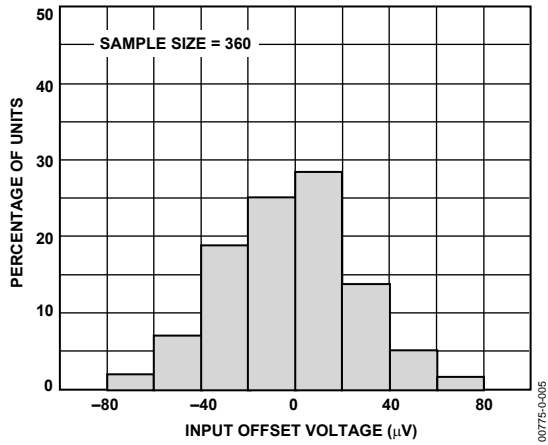


Figure 3. Typical Distribution of Input Offset Voltage

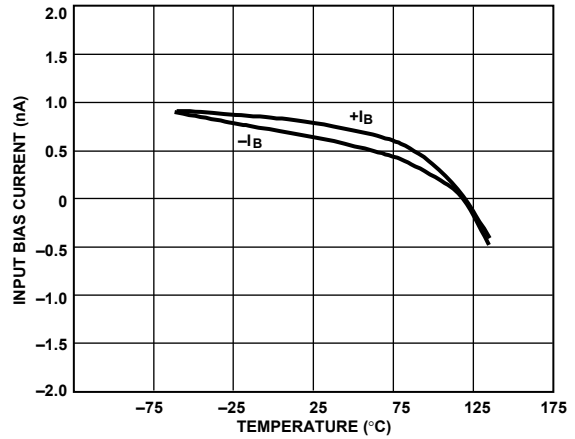


Figure 6. Input Bias Current vs. Temperature

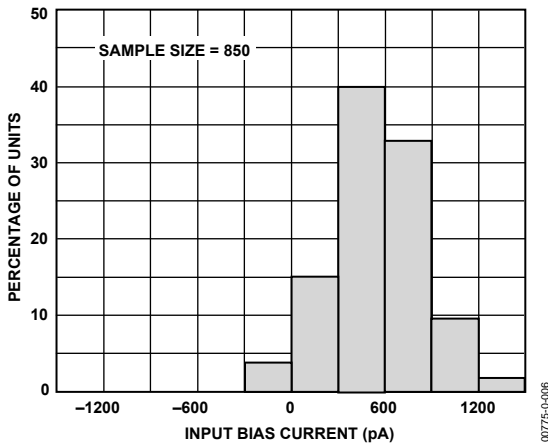


Figure 4. Typical Distribution of Input Bias Current

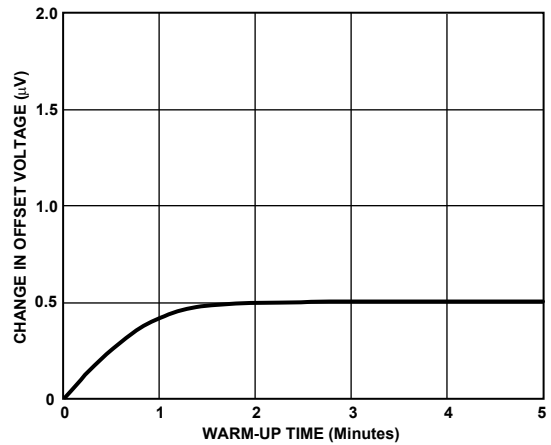


Figure 7. Change in Input Offset Voltage vs. Warm-Up Time

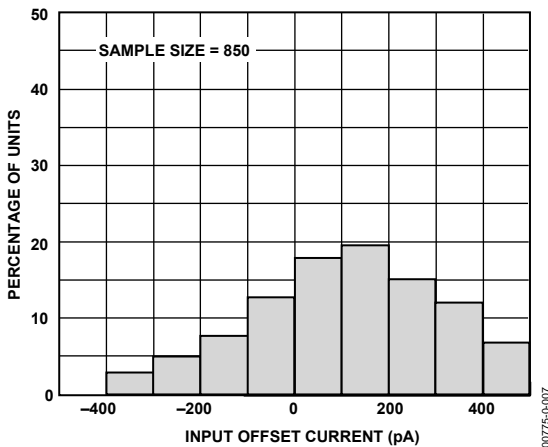


Figure 5. Typical Distribution of Input Offset Current

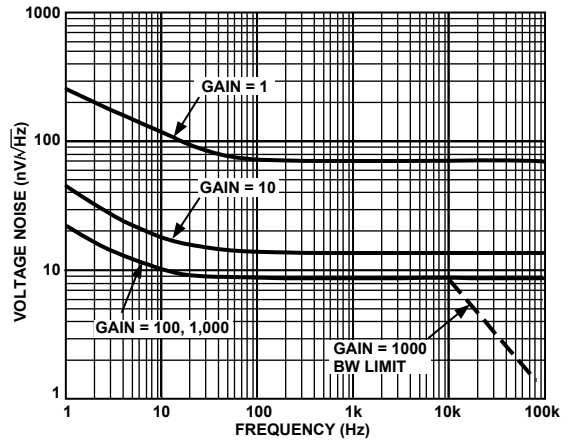


Figure 8. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency ($G = 1-1000$)

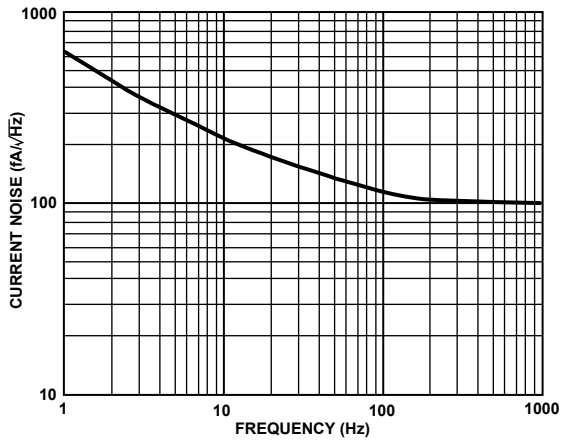


Figure 9. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

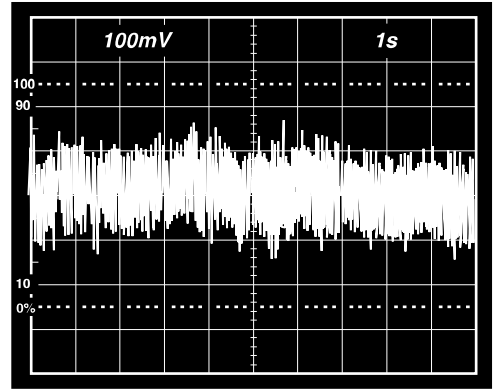


Figure 12. 0.1 Hz to 10 Hz Current Noise, 5 pA/Div

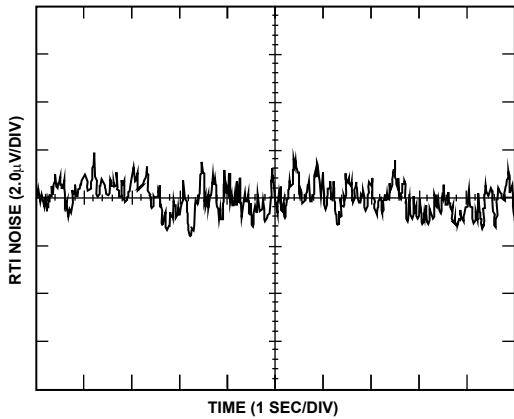


Figure 10. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise (G = 1)

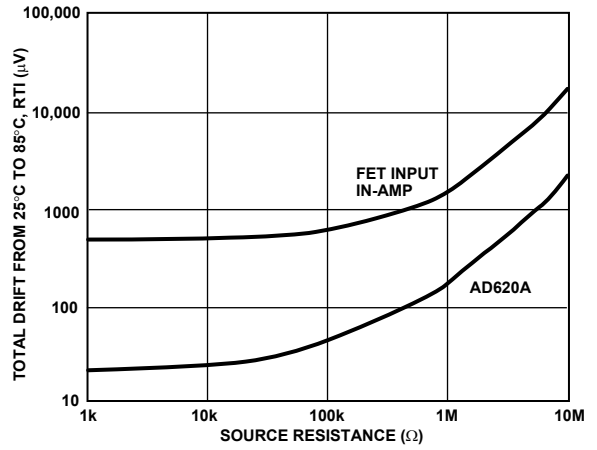


Figure 13. Total Drift vs. Source Resistance

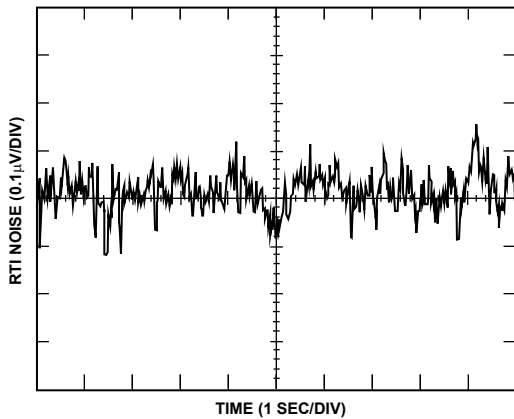


Figure 11. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise (G = 1000)

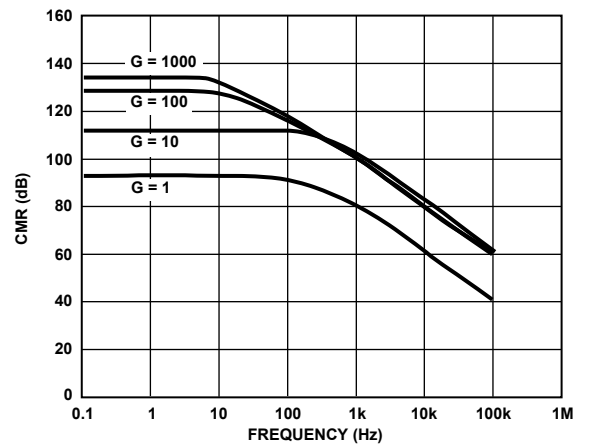


Figure 14. Typical CMR vs. Frequency, RTI, Zero to 1 kΩ Source Imbalance

AD620

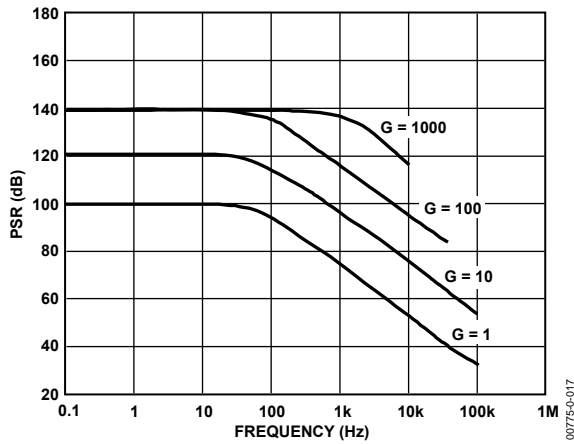


Figure 15. Positive PSR vs. Frequency, RTI (G = 1–1000)

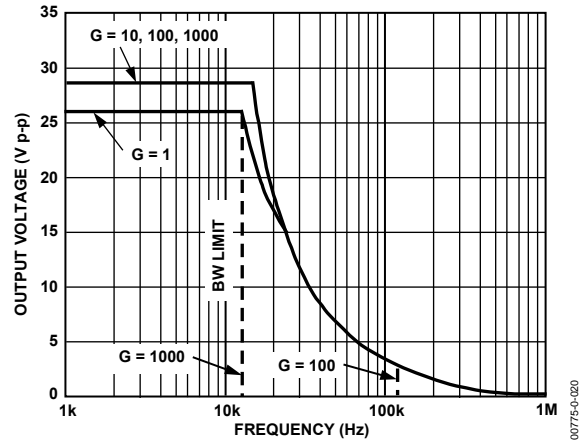


Figure 18. Large Signal Frequency Response

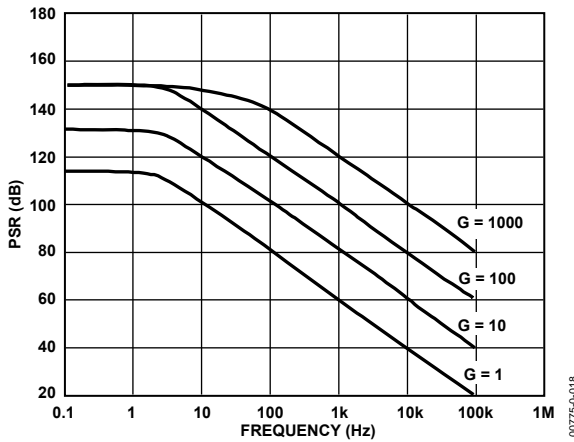


Figure 16. Negative PSR vs. Frequency, RTI (G = 1–1000)

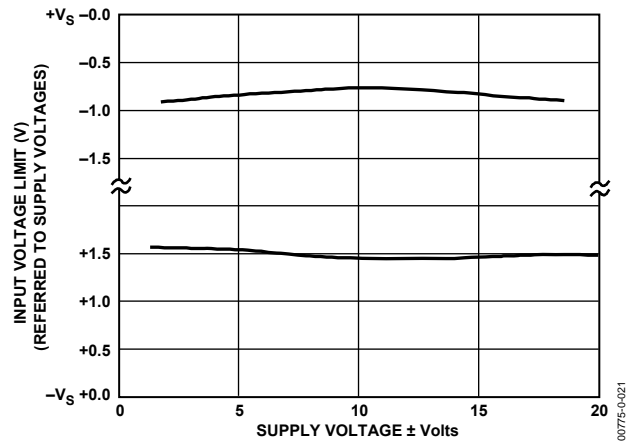


Figure 19. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, G = 1

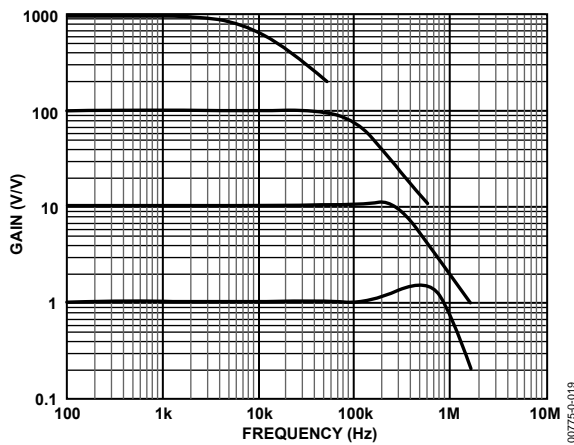


Figure 17. Gain vs. Frequency

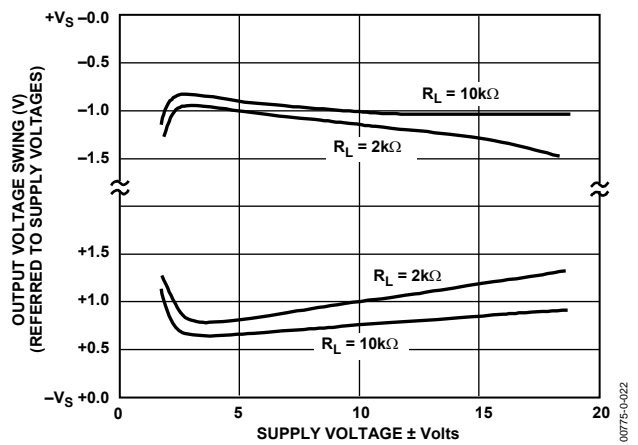


Figure 20. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage, G = 10

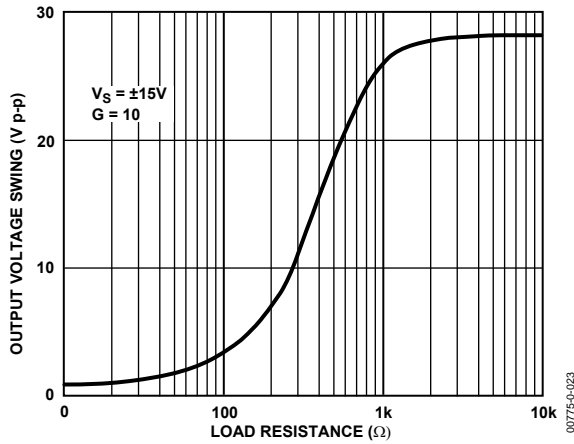


Figure 21. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

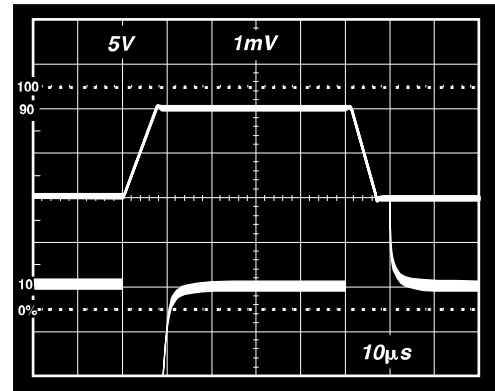


Figure 24. Large Signal Response and Settling Time, $G = 10$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

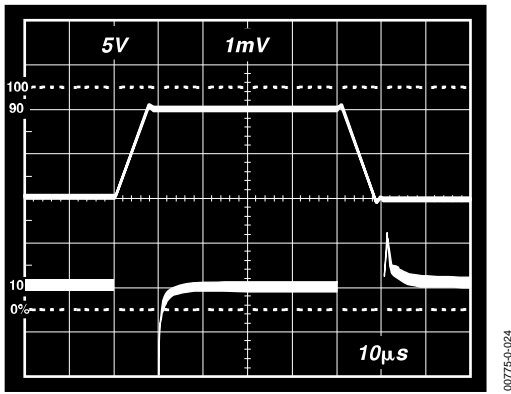


Figure 22. Large Signal Pulse Response and Settling Time
 $G = 1$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

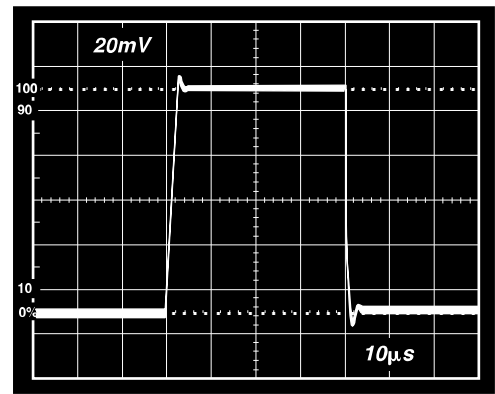


Figure 25. Small Signal Response, $G = 10$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

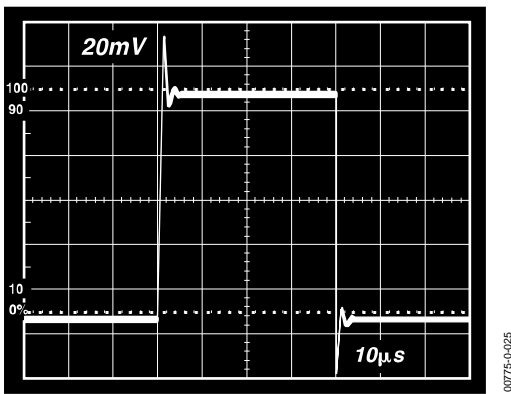


Figure 23. Small Signal Response, $G = 1$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

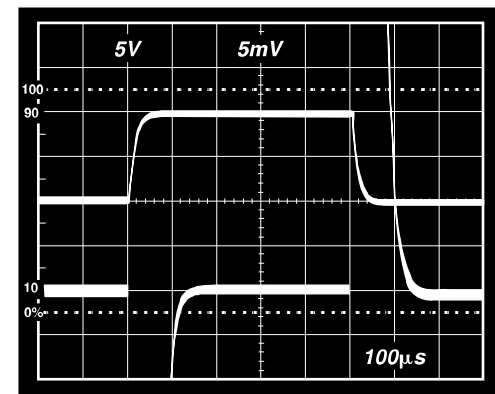


Figure 26. Large Signal Response and Settling Time, $G = 100$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

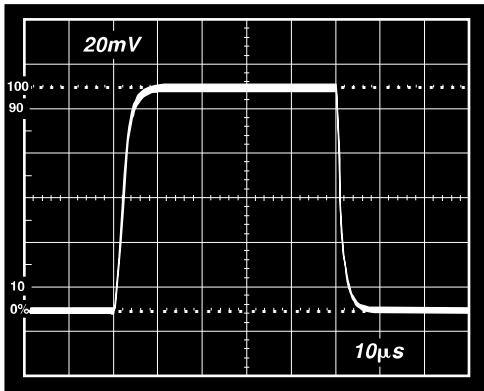


Figure 27. Small Signal Pulse Response, $G = 100$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

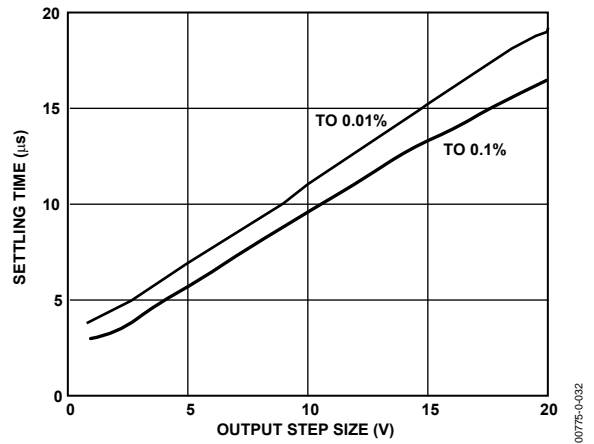


Figure 30. Settling Time vs. Step Size ($G = 1$)

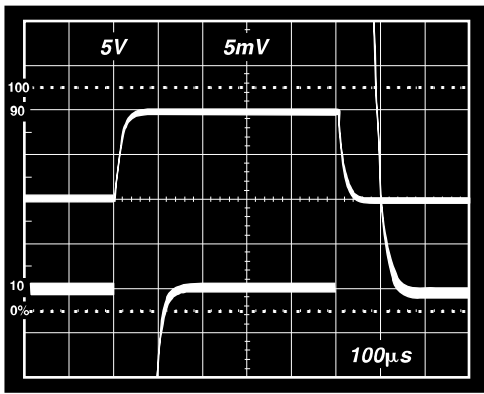


Figure 28. Large Signal Response and Settling Time, $G = 1000$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

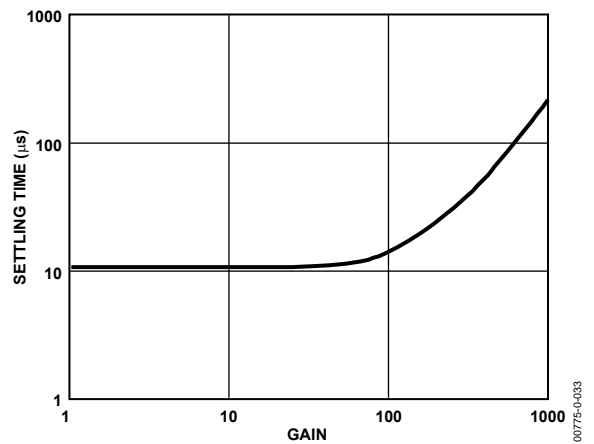


Figure 31. Settling Time to 0.01% vs. Gain, for a 10V Step

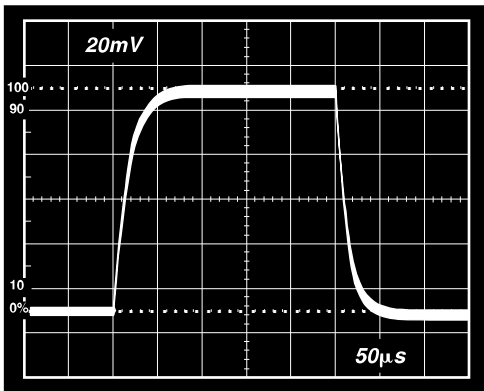


Figure 29. Small Signal Pulse Response, $G = 1000$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

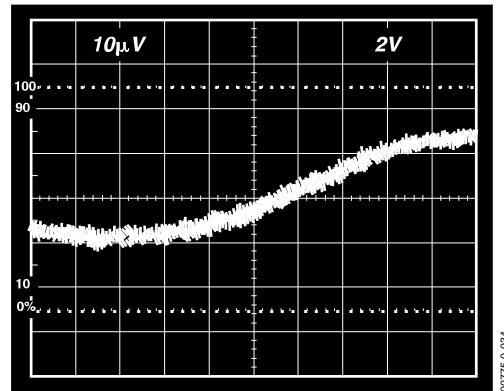
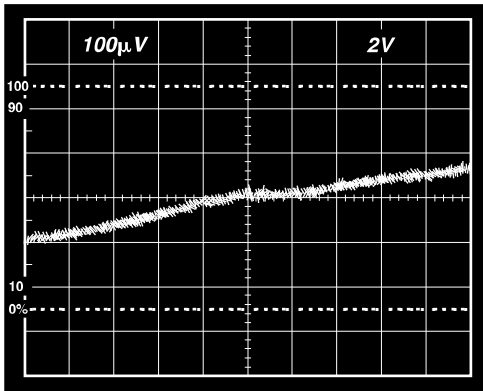
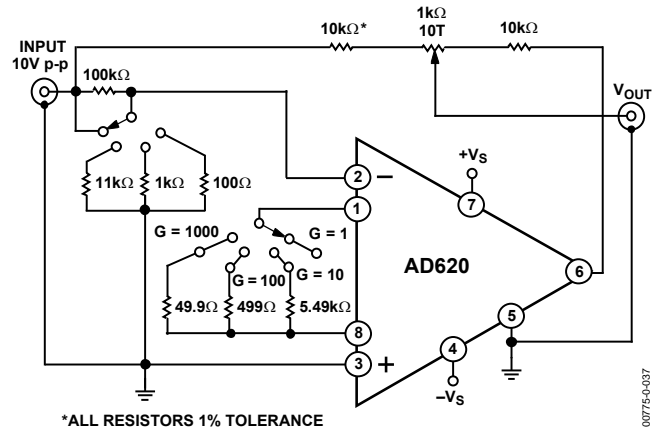


Figure 32. Gain Nonlinearity, $G = 1$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ($10 \text{ }\mu\text{V} = 1 \text{ ppm}$)



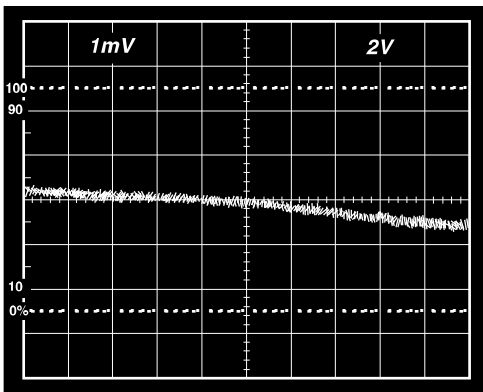
00775-0-035

Figure 33. Gain Nonlinearity, $G = 100$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$
($100\text{ }\mu\text{V} = 10\text{ ppm}$)



00775-0-037

Figure 35. Settling Time Test Circuit



00775-0-038

Figure 34. Gain Nonlinearity, $G = 1000$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$
($1\text{ mV} = 100\text{ ppm}$)

THEORY OF OPERATION

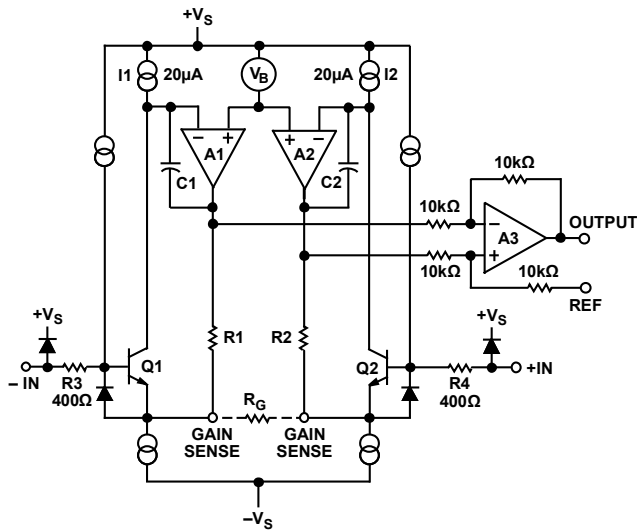


Figure 36. Simplified Schematic of AD620

The AD620 is a monolithic instrumentation amplifier based on a modification of the classic three op amp approach. Absolute value trimming allows the user to program gain *accurately* (to 0.15% at $G = 100$) with only one resistor. Monolithic construction and laser wafer trimming allow the tight matching and tracking of circuit components, thus ensuring the high level of performance inherent in this circuit.

The input transistors Q1 and Q2 provide a single differential-pair bipolar input for high precision (Figure 36), yet offer $10\times$ lower input bias current thanks to Superbeta processing. Feedback through the Q1-A1-R1 loop and the Q2-A2-R2 loop maintains constant collector current of the input devices Q1 and Q2, thereby impressing the input voltage across the external gain setting resistor R_G . This creates a differential gain from the inputs to the A1/A2 outputs given by $G = (R1 + R2)/R_G + 1$. The unity-gain subtractor, A3, removes any common-mode signal, yielding a single-ended output referred to the REF pin potential.

The value of R_G also determines the transconductance of the preamp stage. As R_G is reduced for larger gains, the transconductance increases asymptotically to that of the input transistors. This has three important advantages: (a) Open-loop gain is boosted for increasing programmed gain, thus reducing gain related errors. (b) The gain-bandwidth product (determined by C1 and C2 and the preamp transconductance) increases with programmed gain, thus optimizing frequency response. (c) The input voltage noise is reduced to a value of $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, determined mainly by the collector current and base resistance of the input devices.

The internal gain resistors, R1 and R2, are trimmed to an absolute value of 24.7 kΩ, allowing the gain to be programmed accurately with a single external resistor.

The gain equation is then

$$G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1$$

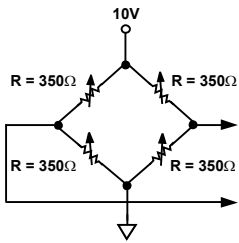
$$R_G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

Make vs. Buy: a Typical Bridge Application Error Budget

The AD620 offers improved performance over “homebrew” three op amp IA designs, along with smaller size, fewer components, and $10\times$ lower supply current. In the typical application, shown in Figure 37, a gain of 100 is required to amplify a bridge output of 20 mV full-scale over the industrial temperature range of -40°C to $+85^\circ\text{C}$. Table 4 shows how to calculate the effect various error sources have on circuit accuracy.

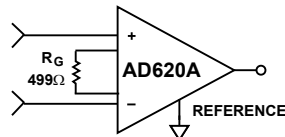
Regardless of the system in which it is being used, the AD620 provides greater accuracy at low power and price. In simple systems, absolute accuracy and drift errors are by far the most significant contributors to error. In more complex systems with an intelligent processor, an autogain/autozero cycle removes all absolute accuracy and drift errors, leaving only the resolution errors of gain, nonlinearity, and noise, thus allowing full 14-bit accuracy.

Note that for the homebrew circuit, the OP07 specifications for input voltage offset and noise have been multiplied by $\sqrt{2}$. This is because a three op amp type in-amp has two op amps at its inputs, both contributing to the overall input error.



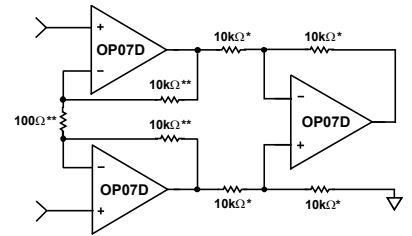
PRECISION BRIDGE TRANSDUCER

00775-0-038



AD620A MONOLITHIC INSTRUMENTATION AMPLIFIER, G = 100
SUPPLY CURRENT = 1.3mA MAX

00775-0-040



"HOMEBREW" IN-AMP, G = 100
*0.02% RESISTOR MATCH, 3ppm/°C TRACKING
**DISCRETE 1% RESISTOR, 100ppm/°C TRACKING
SUPPLY CURRENT = 15mA MAX

00775-0-041

Figure 37. Make vs. Buy

Table 4. Make vs. Buy Error Budget

Error Source	AD620 Circuit Calculation	"Homebrew" Circuit Calculation	Error, ppm of Full Scale	
			AD620	Homebrew
ABSOLUTE ACCURACY at T_A = 25°C				
Input Offset Voltage, μV	125 $\mu\text{V}/20\text{ mV}$	$(150\ \mu\text{V} \times \sqrt{2})/20\text{ mV}$	6,250	10,607
Output Offset Voltage, μV	1000 $\mu\text{V}/100\text{ mV}/20\text{ mV}$	$((150\ \mu\text{V} \times 2)/100)/20\text{ mV}$	500	150
Input Offset Current, nA	2 nA $\times 350\ \Omega/20\text{ mV}$	$(6\text{ nA} \times 350\ \Omega)/20\text{ mV}$	18	53
CMR, dB	110 dB(3.16 ppm) $\times 5\text{ V}/20\text{ mV}$	$(0.02\% \text{ Match} \times 5\text{ V})/20\text{ mV}/100$	791	500
Total Absolute Error			7,559	11,310
DRIFT TO 85°C				
Gain Drift, ppm/°C	$(50\text{ ppm} + 10\text{ ppm}) \times 60^\circ\text{C}$	100 ppm/°C Track $\times 60^\circ\text{C}$	3,600	6,000
Input Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/20\text{ mV}$	$(2.5\ \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times \sqrt{2} \times 60^\circ\text{C})/20\text{ mV}$	3,000	10,607
Output Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/100\text{ mV}/20\text{ mV}$	$(2.5\ \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 2 \times 60^\circ\text{C})/100\text{ mV}/20\text{ mV}$	450	150
Total Drift Error			7,050	16,757
RESOLUTION				
Gain Nonlinearity, ppm of Full Scale	40 ppm	40 ppm	40	40
Typ 0.1 Hz to 10 Hz Voltage Noise, $\mu\text{V p-p}$	0.28 $\mu\text{V p-p}/20\text{ mV}$	$(0.38\ \mu\text{V p-p} \times \sqrt{2})/20\text{ mV}$	14	27
Total Resolution Error			54	67
Grand Total Error			14,663	28,134

G = 100, V_S = $\pm 15\text{ V}$.

(All errors are min/max and referred to input.)

AD620

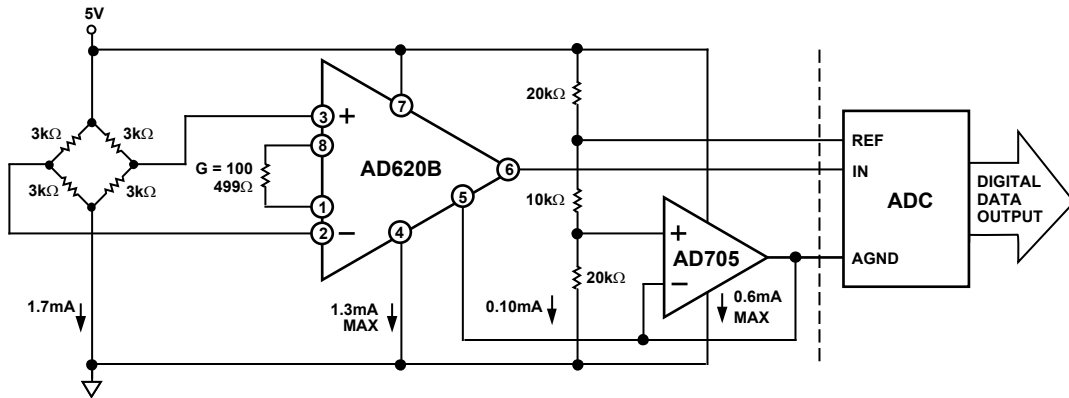


Figure 38. A Pressure Monitor Circuit that Operates on a 5 V Single Supply

00775-0-042

Pressure Measurement

Although useful in many bridge applications, such as weigh scales, the AD620 is especially suitable for higher resistance pressure sensors powered at lower voltages where small size and low power become more significant.

Figure 38 shows a 3 kΩ pressure transducer bridge powered from 5 V. In such a circuit, the bridge consumes only 1.7 mA. Adding the AD620 and a buffered voltage divider allows the signal to be conditioned for only 3.8 mA of total supply current.

Small size and low cost make the AD620 especially attractive for voltage output pressure transducers. Since it delivers low noise and drift, it also serves applications such as diagnostic noninvasive blood pressure measurement.

Medical ECG

The low current noise of the AD620 allows its use in ECG monitors (Figure 39) where high source resistances of 1 MΩ or higher are not uncommon. The AD620's low power, low supply voltage requirements, and space-saving 8-lead mini-DIP and SOIC package offerings make it an excellent choice for battery-powered data recorders.

Furthermore, the low bias currents and low current noise, coupled with the low voltage noise of the AD620, improve the dynamic range for better performance.

The value of capacitor C1 is chosen to maintain stability of the right leg drive loop. Proper safeguards, such as isolation, must be added to this circuit to protect the patient from possible harm.

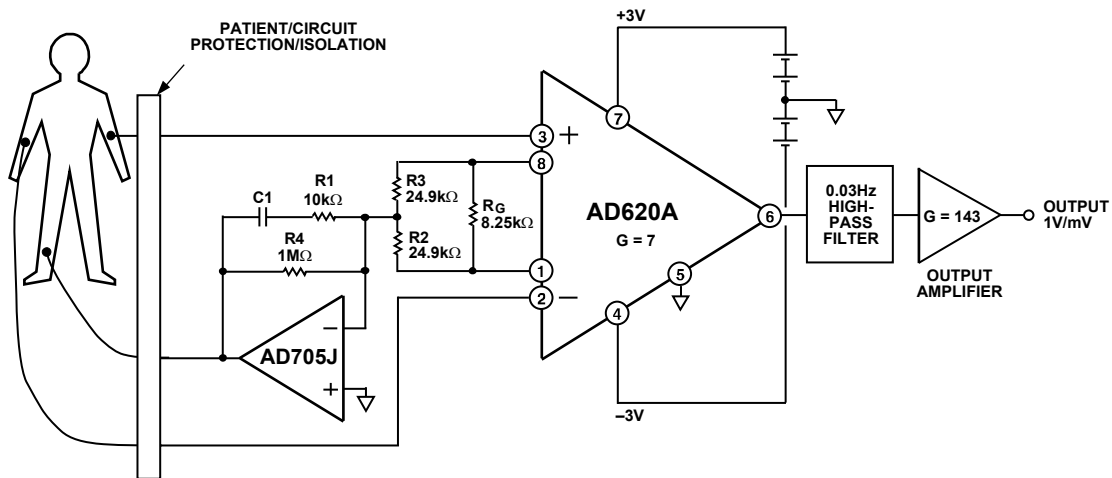


Figure 39. A Medical ECG Monitor Circuit

00775-0-043

Precision V-I Converter

The AD620, along with another op amp and two resistors, makes a precision current source (Figure 40). The op amp buffers the reference terminal to maintain good CMR. The output voltage, V_x , of the AD620 appears across R_1 , which converts it to a current. This current, less only the input bias current of the op amp, then flows out to the load.

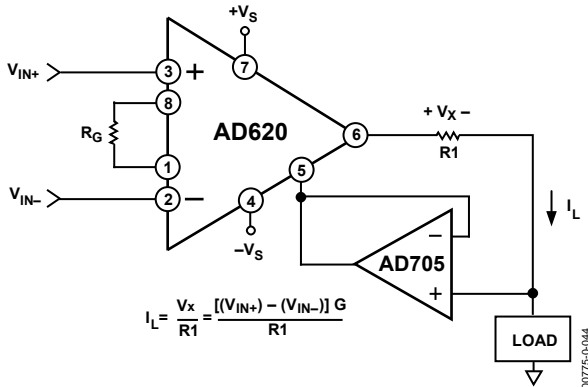


Figure 40. Precision Voltage-to-Current Converter (Operates on 1.8 mA, ±3 V)

GAIN SELECTION

The AD620 gain is resistor-programmed by R_G , or more precisely, by whatever impedance appears between Pins 1 and 8. The AD620 is designed to offer accurate gains using 0.1% to 1% resistors. Table 5 shows required values of R_G for various gains. Note that for $G = 1$, the R_G pins are unconnected ($R_G = \infty$). For any arbitrary gain, R_G can be calculated by using the formula:

$$R_G = \frac{49.4k\Omega}{G - 1}$$

To minimize gain error, avoid high parasitic resistance in series with R_G ; to minimize gain drift, R_G should have a low TC—less than 10 ppm/°C—for the best performance.

Table 5. Required Values of Gain Resistors

1% Std Table Value of $R_G(\Omega)$	Calculated Gain	0.1% Std Table Value of $R_G(\Omega)$	Calculated Gain
49.9 k	1.990	49.3 k	2.002
12.4 k	4.984	12.4 k	4.984
5.49 k	9.998	5.49 k	9.998
2.61 k	19.93	2.61 k	19.93
1.00 k	50.40	1.01 k	49.91
499	100.0	499	100.0
249	199.4	249	199.4
100	495.0	98.8	501.0
49.9	991.0	49.3	1,003.0

INPUT AND OUTPUT OFFSET VOLTAGE

The low errors of the AD620 are attributed to two sources, input and output errors. The output error is divided by G when referred to the input. In practice, the input errors dominate at high gains, and the output errors dominate at low gains. The total V_{OS} for a given gain is calculated as

$$Total\ Error\ RTI = input\ error + (output\ error/G)$$

$$Total\ Error\ RTO = (input\ error \times G) + output\ error$$

REFERENCE TERMINAL

The reference terminal potential defines the zero output voltage and is especially useful when the load does not share a precise ground with the rest of the system. It provides a direct means of injecting a precise offset to the output, with an allowable range of 2 V within the supply voltages. Parasitic resistance should be kept to a minimum for optimum CMR.

INPUT PROTECTION

The AD620 safely withstands an input current of ±60 mA for several hours at room temperature. This is true for all gains and power on and off, which is useful if the signal source and amplifier are powered separately. For longer time periods, the input current should not exceed 6 mA.

For input voltages beyond the supplies, a protection resistor should be placed in series with each input to limit the current to 6 mA. These can be the same resistors as those used in the RFI filter. High values of resistance can impact the noise and AC CMRR performance of the system. Low leakage diodes (such as the BAV199) can be placed at the inputs to reduce the required protection resistance.

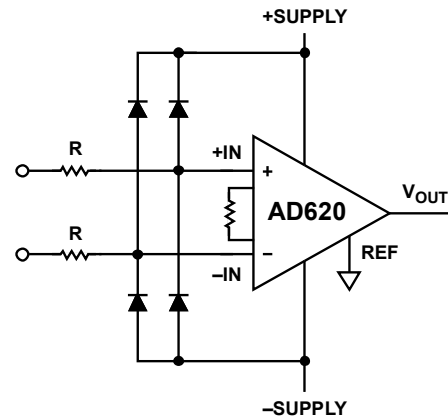


Figure 41. Diode Protection for Voltages Beyond Supply

RF INTERFERENCE

All instrumentation amplifiers rectify small out of band signals. The disturbance may appear as a small dc voltage offset. High frequency signals can be filtered with a low pass R-C network placed at the input of the instrumentation amplifier. Figure 42 demonstrates such a configuration. The filter limits the input

AD620

signal according to the following relationship:

$$FilterFreq_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R(2C_D + C_C)}$$

$$FilterFreq_{CM} = \frac{1}{2\pi RC_C}$$

where $C_D \geq 10C_C$.

C_D affects the difference signal. C_C affects the common-mode signal. Any mismatch in $R \times C_C$ degrades the AD620 CMRR. To avoid inadvertently reducing CMRR-bandwidth performance, make sure that C_C is at least one magnitude smaller than C_D . The effect of mismatched C_C s is reduced with a larger $C_D:C_C$ ratio.

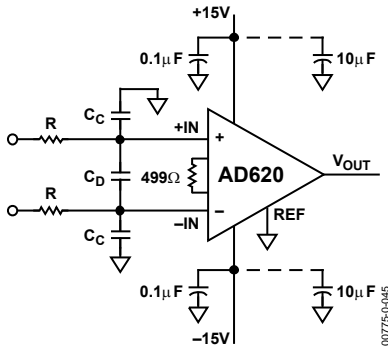


Figure 42. Circuit to Attenuate RF Interference

COMMON-MODE REJECTION

Instrumentation amplifiers, such as the AD620, offer high CMR, which is a measure of the change in output voltage when both inputs are changed by equal amounts. These specifications are usually given for a full-range input voltage change and a specified source imbalance.

For optimal CMR, the reference terminal should be tied to a low impedance point, and differences in capacitance and resistance should be kept to a minimum between the two inputs. In many applications, shielded cables are used to minimize noise; for best CMR over frequency, the shield should be properly driven. Figure 43 and Figure 44 show active data guards that are configured to improve ac common-mode rejections by “bootstrapping” the capacitances of input cable shields, thus minimizing the capacitance mismatch between the inputs.

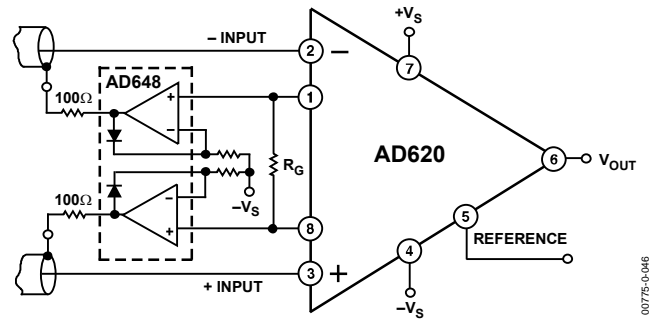


Figure 43. Differential Shield Driver

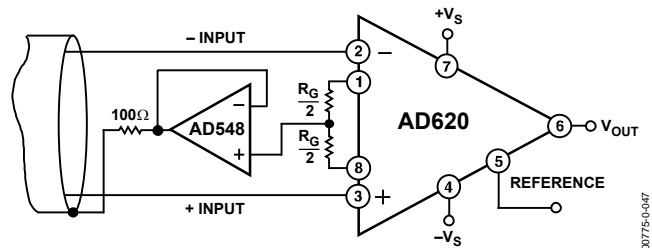


Figure 44. Common-Mode Shield Driver

GROUNDING

Since the AD620 output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal, it can solve many grounding problems by simply tying the REF pin to the appropriate “local ground.”

To isolate low level analog signals from a noisy digital environment, many data-acquisition components have separate analog and digital ground pins (Figure 45). It would be convenient to use a single ground line; however, current through ground wires and PC runs of the circuit card can cause hundreds of millivolts of error. Therefore, separate ground returns should be provided to minimize the current flow from the sensitive points to the system ground. These ground returns must be tied together at some point, usually best at the ADC package shown in Figure 45.

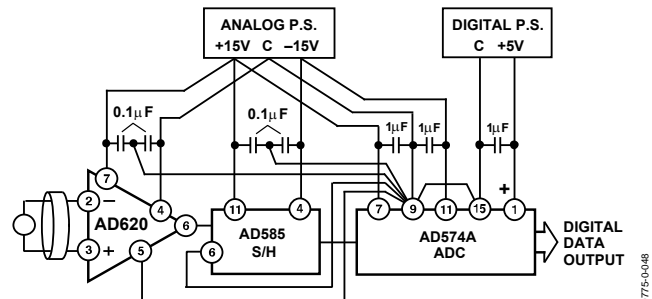


Figure 45. Basic Grounding Practice

GROUND RETURNS FOR INPUT BIAS CURRENTS

Input bias currents are those currents necessary to bias the input transistors of an amplifier. There must be a direct return path for these currents. Therefore, when amplifying “floating” input sources, such as transformers or ac-coupled sources, there must be a dc path from each input to ground, as shown in Figure 46, Figure 47, and Figure 48. Refer to *A Designer’s Guide to Instrumentation Amplifiers* (free from Analog Devices) for more information regarding in-amp applications.

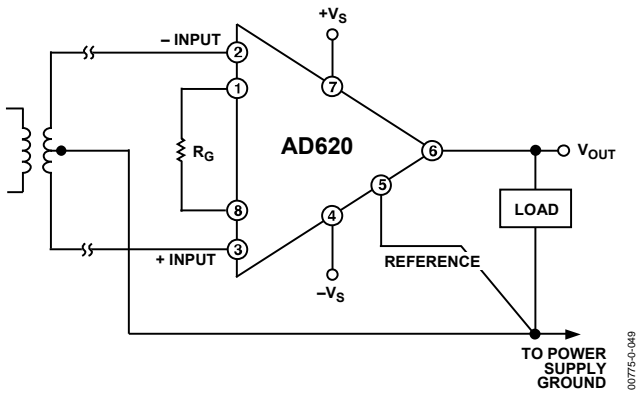


Figure 46. Ground Returns for Bias Currents with Transformer-Coupled Inputs

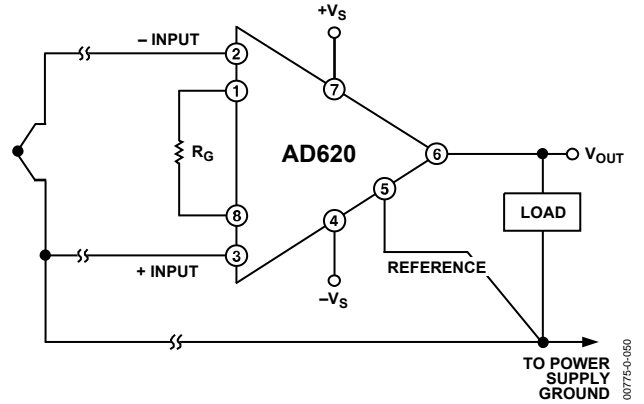


Figure 47. Ground Returns for Bias Currents with Thermocouple Inputs

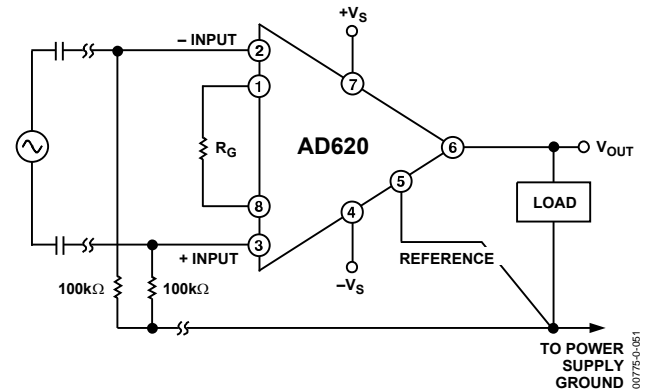
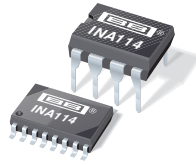


Figure 48. Ground Returns for Bias Currents with AC-Coupled Inputs



INA114

Precision INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- **LOW OFFSET VOLTAGE:** 50 μ V max
- **LOW DRIFT:** 0.25 μ V/ $^{\circ}$ C max
- **LOW INPUT BIAS CURRENT:** 2nA max
- **HIGH COMMON-MODE REJECTION:** 115dB min
- **INPUT OVER-VOLTAGE PROTECTION:** \pm 40V
- **WIDE SUPPLY RANGE:** \pm 2.25 to \pm 18V
- **LOW QUIESCENT CURRENT:** 3mA max
- **8-PIN PLASTIC AND SOL-16**

APPLICATIONS

- BRIDGE AMPLIFIER
- THERMOCOUPLE AMPLIFIER
- RTD SENSOR AMPLIFIER
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION

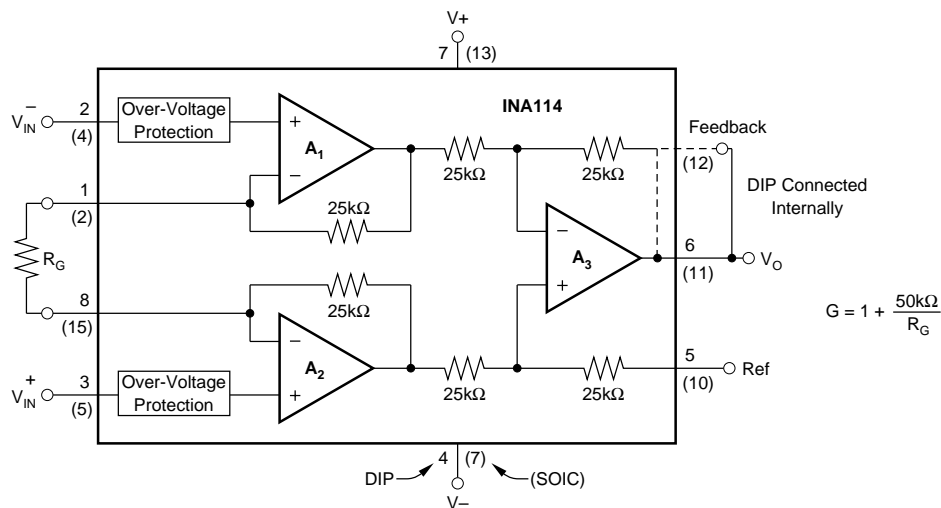
DESCRIPTION

The INA114 is a low cost, general purpose instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile 3-op amp design and small size make it ideal for a wide range of applications.

A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. Internal input protection can withstand up to \pm 40V without damage.

The INA114 is laser trimmed for very low offset voltage (50 μ V), drift (0.25 μ V/ $^{\circ}$ C) and high common-mode rejection (115dB at G = 1000). It operates with power supplies as low as \pm 2.25V, allowing use in battery operated and single 5V supply systems. Quiescent current is 3mA maximum.

The INA114 is available in 8-pin plastic and SOL-16 surface-mount packages. Both are specified for the -40° C to $+85^{\circ}$ C temperature range.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111
 Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

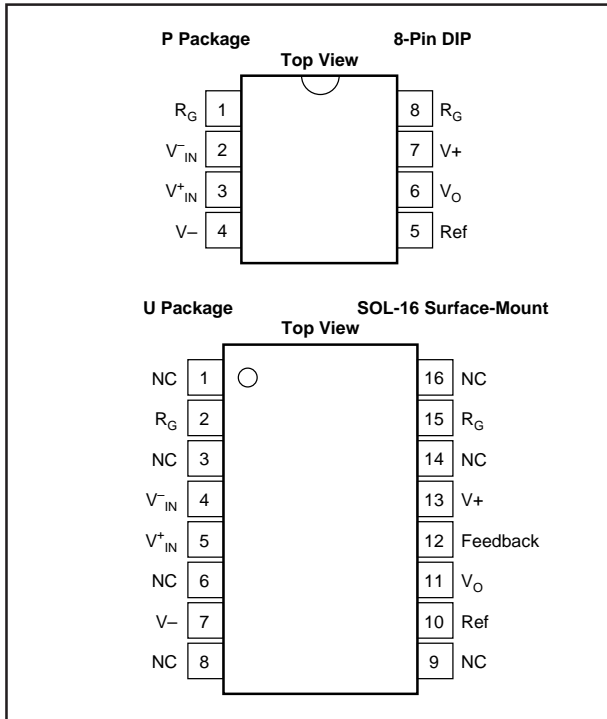
PARAMETER	CONDITIONS	INA114BP, BU			INA114AP, AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
INPUT Offset Voltage, RTI Initial vs Temperature vs Power Supply Long-Term Stability Impedance, Differential Common-Mode Input Common-Mode Range Safe Input Voltage Common-Mode Rejection	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MAX} $V_S = \pm 2.25\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$ $V_{\text{CM}} = \pm 10\text{V}$, $\Delta R_S = 1\text{k}\Omega$ $G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$		$\pm 10 + 20/G$ $\pm 0.1 + 0.5/G$ $0.5 + 2/G$ $\pm 0.2 + 0.5/G$ $10^{10} \parallel 6$ $10^{10} \parallel 6$ ± 13.5	$\pm 50 + 100/G$ $\pm 0.25 + 5/G$ $3 + 10/G$		$\pm 25 + 30/G$ $\pm 0.25 + 5/G$ * * * * *	$\pm 125 + 500/G$ $\pm 1 + 10/G$ * * * * *	μV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/\text{V}$ $\mu\text{V}/\text{mo}$ $\Omega \parallel \text{pF}$ $\Omega \parallel \text{pF}$ V V
BIAS CURRENT vs Temperature			± 0.5 ± 8	± 2		* *	± 5	nA $\text{pA}/^\circ\text{C}$
OFFSET CURRENT vs Temperature			± 0.5 ± 8	± 2		* *	± 5	nA $\text{pA}/^\circ\text{C}$
NOISE VOLTAGE, RTI $f = 10\text{Hz}$ $f = 100\text{Hz}$ $f = 1\text{kHz}$ $f_B = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz Noise Current $f = 10\text{Hz}$ $f = 1\text{kHz}$ $f_B = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz	$G = 1000$, $R_S = 0\Omega$		15 11 11 0.4			* * * *		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{Vp-p}$
GAIN Gain Equation Range of Gain Gain Error Gain vs Temperature 50k Ω Resistance ⁽¹⁾ Nonlinearity	$G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$ $G = 1$ $G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$	1	$1 + (50\text{k}\Omega/R_G)$ ± 0.01 ± 0.02 ± 0.05 ± 0.5 ± 1 ± 2 ± 25 ± 0.0001 ± 0.0005 ± 0.0005 ± 0.002	10000 ± 0.05 ± 0.4 ± 0.5 ± 1 ± 10 ± 100 ± 0.001 ± 0.002 ± 0.002 ± 0.01	*	* * * * * * * * * * * *	* * ± 0.5 ± 0.7 ± 2 ± 10 * ± 0.002 ± 0.004 ± 0.004 ± 0.02	V/V V/V % % % % ppm/ $^\circ\text{C}$ ppm/ $^\circ\text{C}$ % of FSR % of FSR % of FSR % of FSR
OUTPUT Voltage Load Capacitance Stability Short Circuit Current	$I_O = 5\text{mA}$, T_{MIN} to T_{MAX} $V_S = \pm 11.4\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$ $V_S = \pm 2.25\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$	± 13.5 ± 10 ± 1	± 13.7 ± 10.5 ± 1.5 1000 $+20/-15$		* * *	* * *		V V V pF mA
FREQUENCY RESPONSE Bandwidth, -3dB Slew Rate Settling Time, 0.01% Overload Recovery	$G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$ $V_O = \pm 10\text{V}$, $G = 10$ $G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$ 50% Overdrive		1 100 10 1 0.6 18 20 120 1100 20			* * * * * * * * * *		MHz kHz kHz kHz V/ μs μs μs μs μs μs
POWER SUPPLY Voltage Range Current	$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$	± 2.25	± 15 ± 2.2	± 18 ± 3	* *	* *	* *	V mA
TEMPERATURE RANGE Specification Operating θ_{JA}		-40 -40	80	85 125	* *		* *	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$

* Specification same as INA114BP/BU.

NOTE: (1) Temperature coefficient of the "50k Ω " term in the gain equation.

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

PIN CONFIGURATIONS



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PACKAGE/ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾	TEMPERATURE RANGE
INA114AP	8-Pin Plastic DIP	006	-40°C to +85°C
INA114BP	8-Pin Plastic DIP	006	-40°C to +85°C
INA114AU	SOL-16 Surface-Mount	211	-40°C to +85°C
INA114BU	SOL-16 Surface-Mount	211	-40°C to +85°C

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

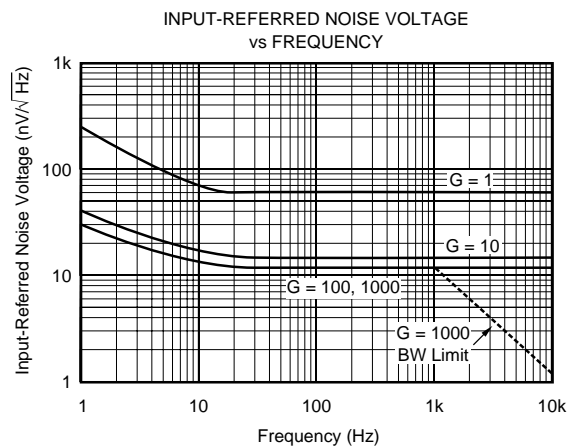
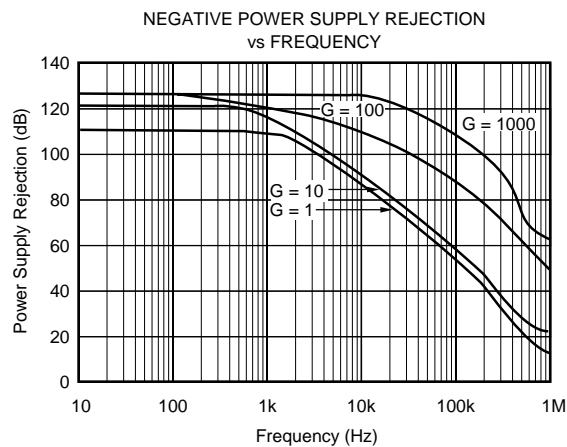
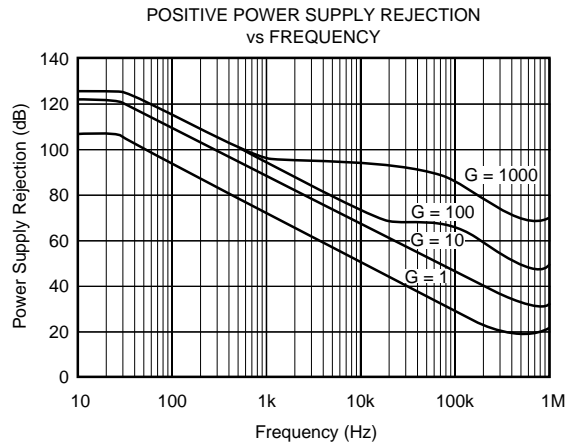
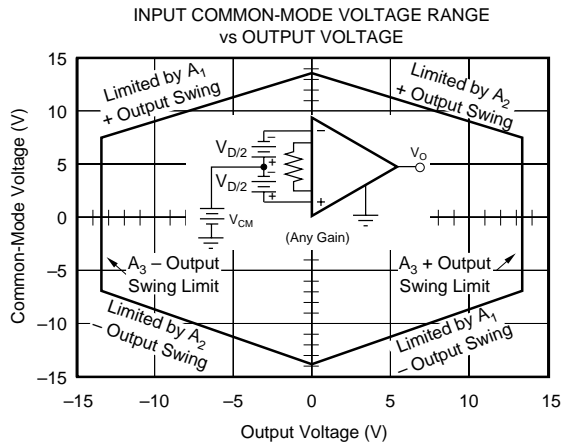
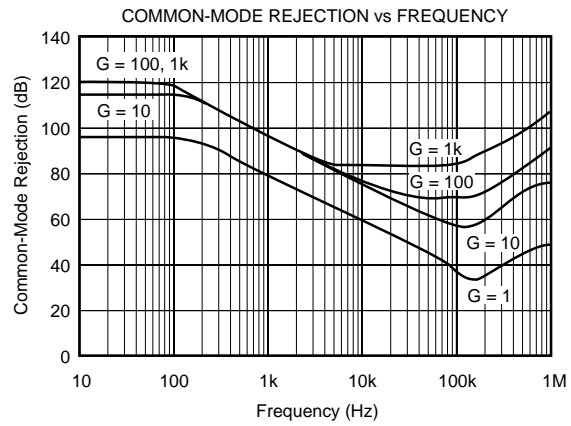
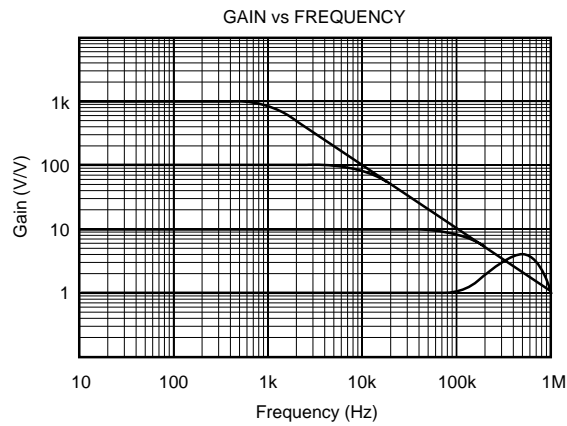
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage	±18V
Input Voltage Range	±40V
Output Short-Circuit (to ground)	Continuous
Operating Temperature	-40°C to +125°C
Storage Temperature	-40°C to +125°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage.

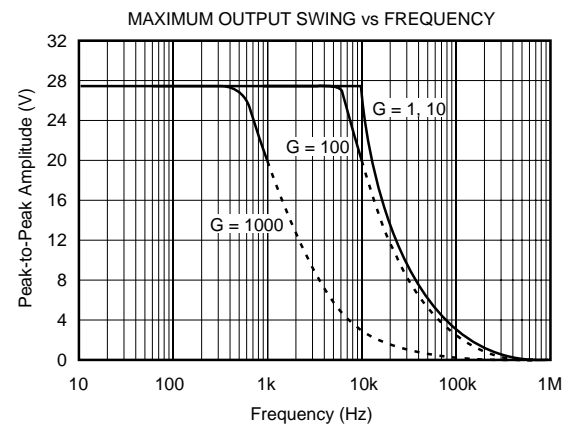
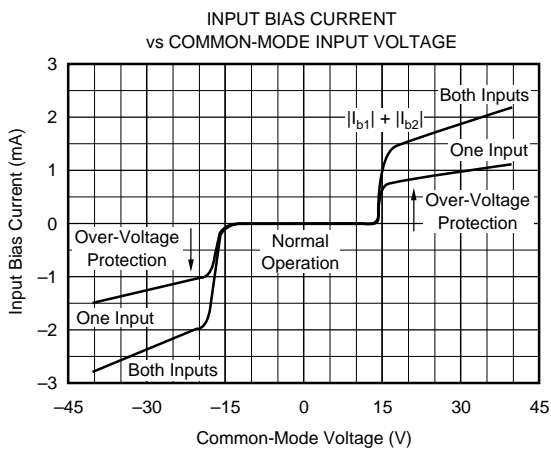
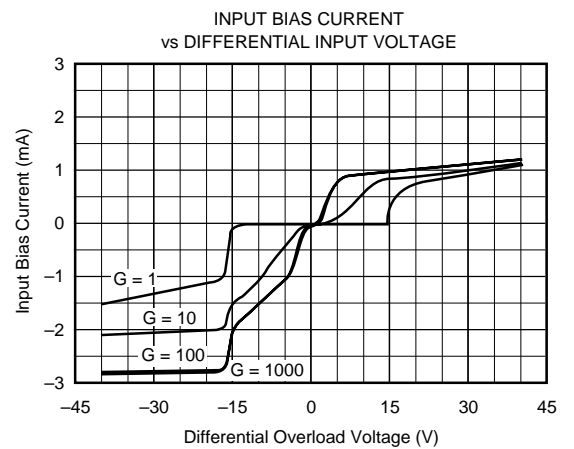
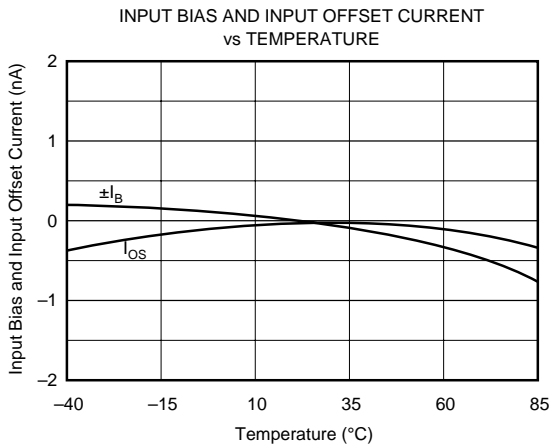
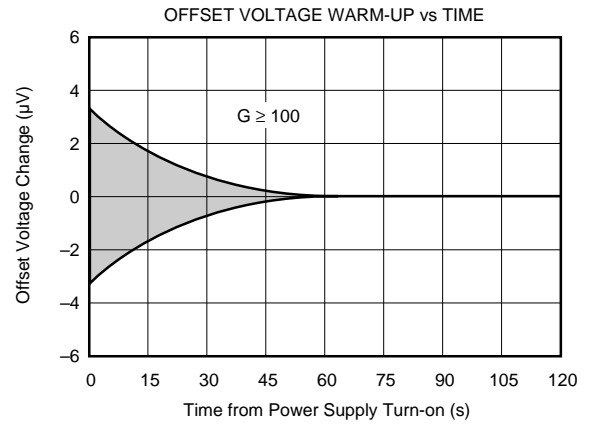
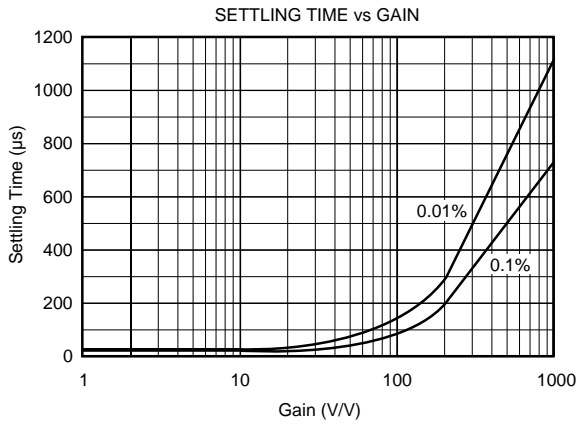
TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



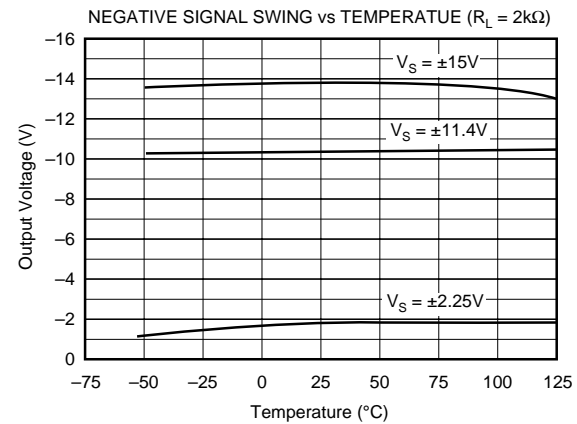
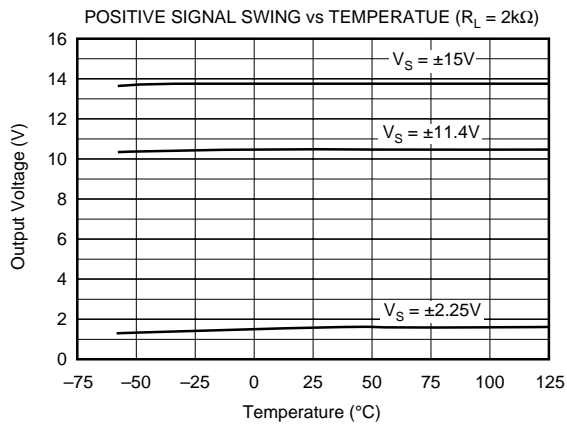
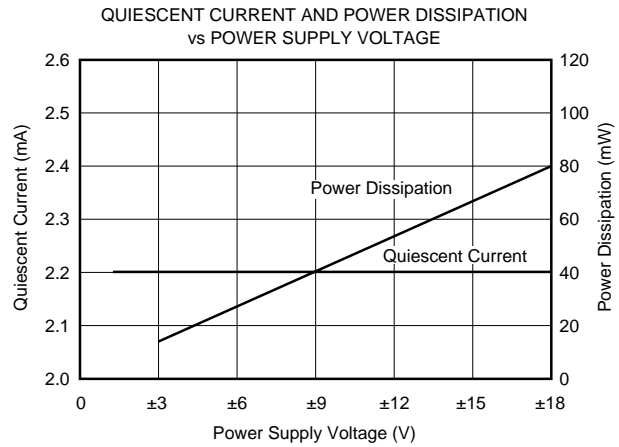
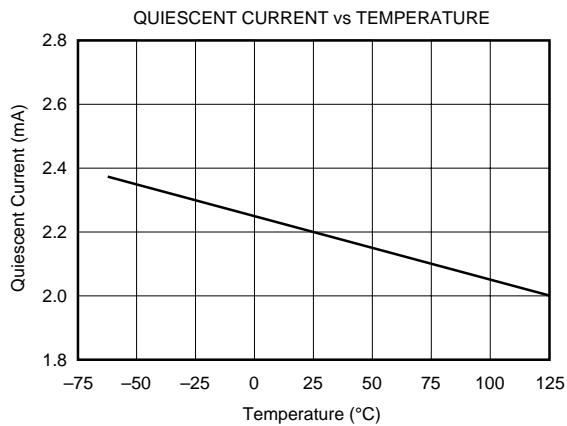
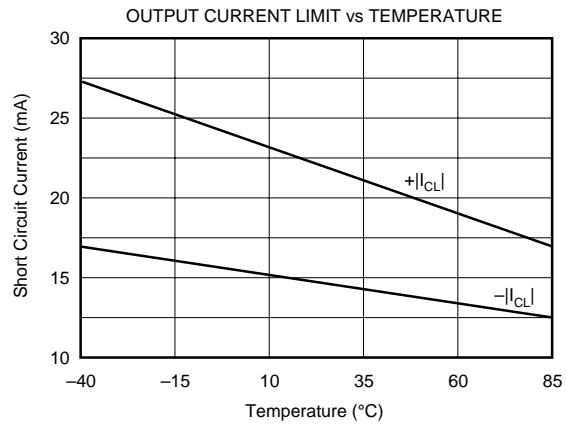
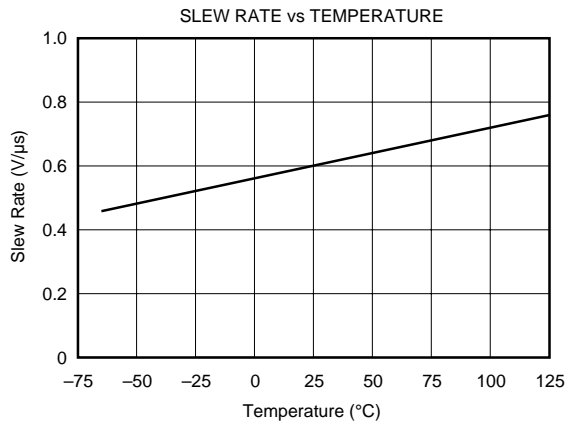
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

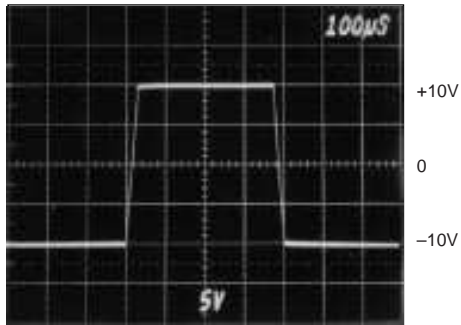
At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



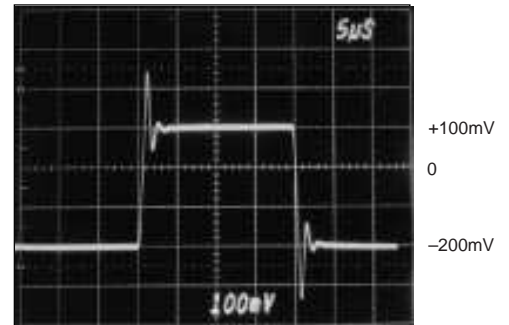
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.

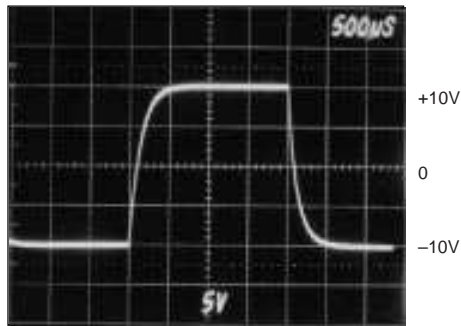
LARGE SIGNAL RESPONSE, $G = 1$



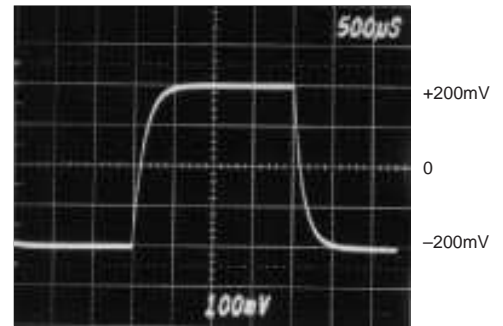
SMALL SIGNAL RESPONSE, $G = 1$



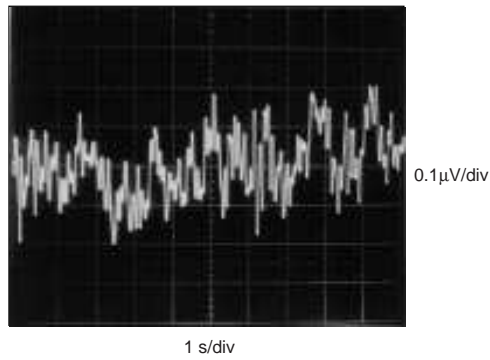
LARGE SIGNAL RESPONSE, $G = 1000$



SMALL SIGNAL RESPONSE, $G = 1000$



INPUT-REFERRED NOISE, 0.1 to 10Hz



APPLICATION INFORMATION

Figure 1 shows the basic connections required for operation of the INA114. Applications with noisy or high impedance power supplies may require decoupling capacitors close to the device pins as shown.

The output is referred to the output reference (Ref) terminal which is normally grounded. This must be a low-impedance connection to assure good common-mode rejection. A resistance of 5Ω in series with the Ref pin will cause a typical device to degrade to approximately 80dB CMR ($G = 1$).

SETTING THE GAIN

Gain of the INA114 is set by connecting a single external resistor, R_G :

$$G = 1 + \frac{50 \text{ k}\Omega}{R_G} \quad (1)$$

Commonly used gains and resistor values are shown in Figure 1.

The 50kΩ term in equation (1) comes from the sum of the two internal feedback resistors. These are on-chip metal film resistors which are laser trimmed to accurate absolute val-

ues. The accuracy and temperature coefficient of these resistors are included in the gain accuracy and drift specifications of the INA114.

The stability and temperature drift of the external gain setting resistor, R_G , also affects gain. R_G 's contribution to gain accuracy and drift can be directly inferred from the gain equation (1). Low resistor values required for high gain can make wiring resistance important. Sockets add to the wiring resistance which will contribute additional gain error (possibly an unstable gain error) in gains of approximately 100 or greater.

NOISE PERFORMANCE

The INA114 provides very low noise in most applications. For differential source impedances less than 1kΩ, the INA114 may provide lower noise. For source impedances greater than 50kΩ, the INA111 FET-input instrumentation amplifier may provide lower noise.

Low frequency noise of the INA114 is approximately 0.4μVp-p measured from 0.1 to 10Hz. This is approximately one-tenth the noise of "low noise" chopper-stabilized amplifiers.

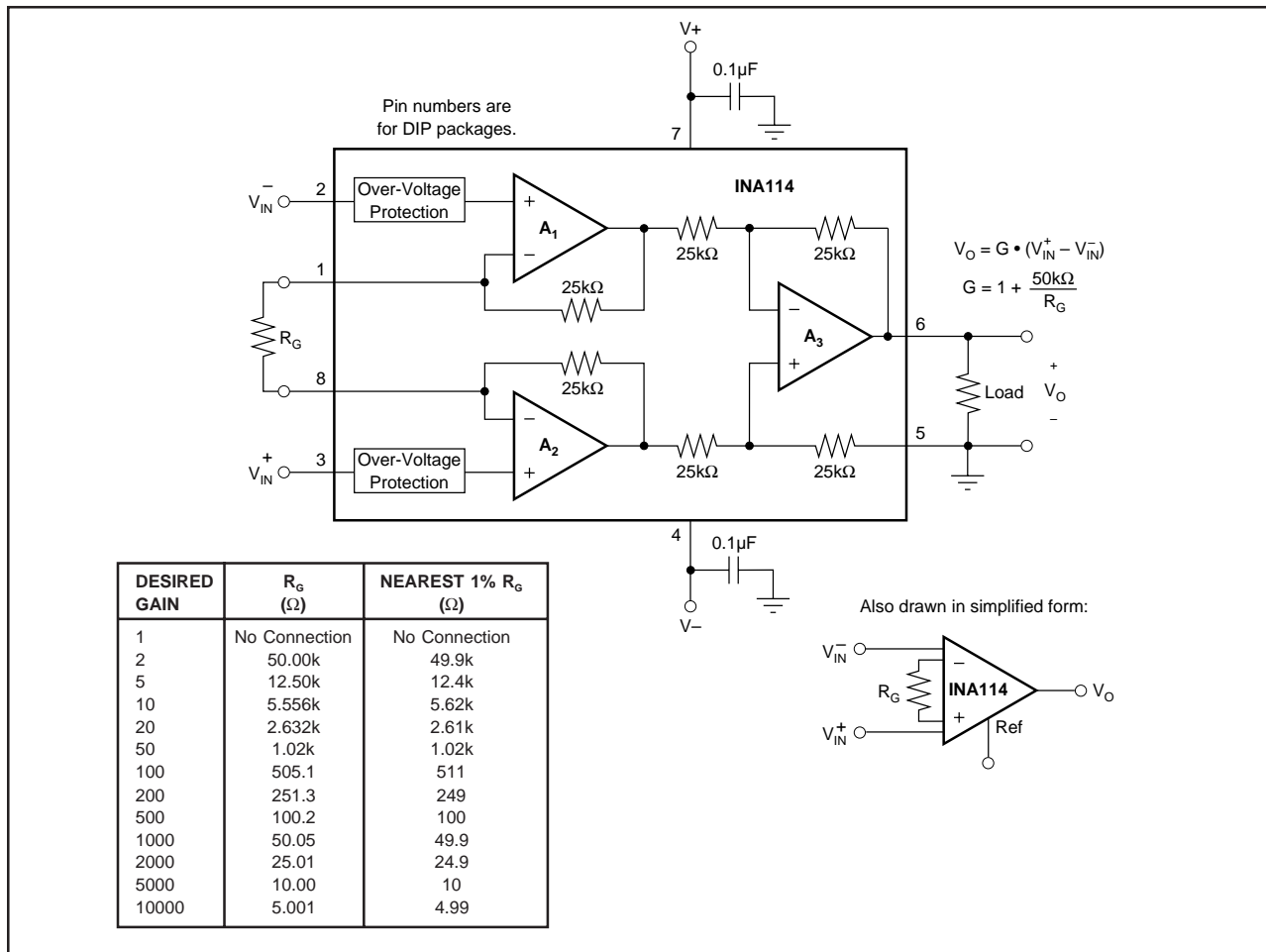


FIGURE 1. Basic Connections.

OFFSET TRIMMING

The INA114 is laser trimmed for very low offset voltage and drift. Most applications require no external offset adjustment. Figure 2 shows an optional circuit for trimming the output offset voltage. The voltage applied to Ref terminal is summed at the output. Low impedance must be maintained at this node to assure good common-mode rejection. This is achieved by buffering trim voltage with an op amp as shown.

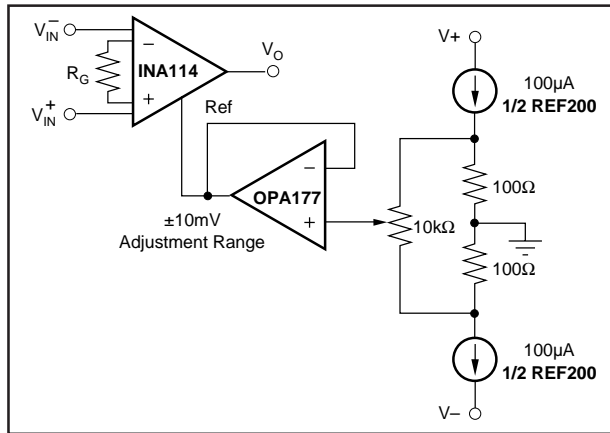


FIGURE 2. Optional Trimming of Output Offset Voltage.

INPUT BIAS CURRENT RETURN PATH

The input impedance of the INA114 is extremely high—approximately $10^{10}\Omega$. However, a path must be provided for the input bias current of both inputs. This input bias current is typically less than $\pm 1\text{nA}$ (it can be either polarity due to cancellation circuitry). High input impedance means that this input bias current changes very little with varying input voltage.

Input circuitry must provide a path for this input bias current if the INA114 is to operate properly. Figure 3 shows various provisions for an input bias current path. Without a bias current return path, the inputs will float to a potential which exceeds the common-mode range of the INA114 and the input amplifiers will saturate. If the differential source resistance is low, bias current return path can be connected to one input (see thermocouple example in Figure 3). With higher source impedance, using two resistors provides a balanced input with possible advantages of lower input offset voltage due to bias current and better common-mode rejection.

INPUT COMMON-MODE RANGE

The linear common-mode range of the input op amps of the INA114 is approximately $\pm 13.75\text{V}$ (or 1.25V from the power supplies). As the output voltage increases, however, the linear input range will be limited by the output voltage swing of the input amplifiers, A_1 and A_2 . The common-mode range is related to the output voltage of the complete amplifier—see performance curve “Input Common-Mode Range vs Output Voltage.”

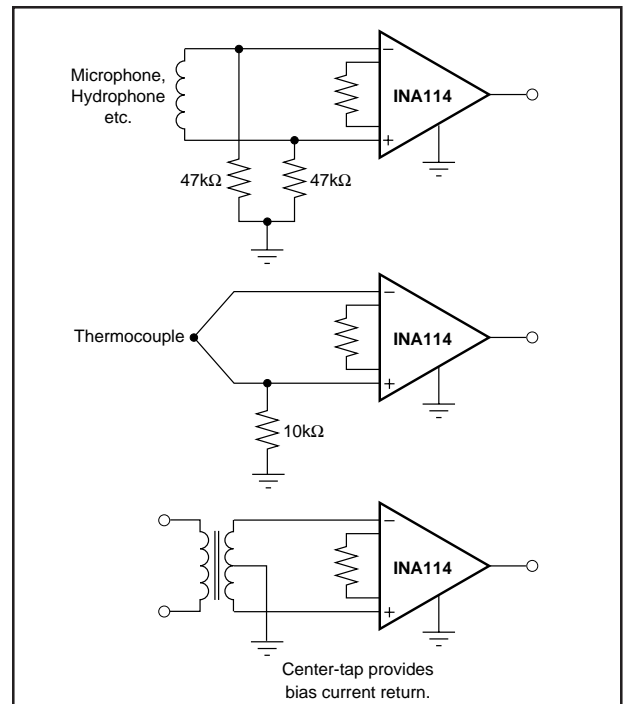


FIGURE 3. Providing an Input Common-Mode Current Path.

A combination of common-mode and differential input signals can cause the output of A_1 or A_2 to saturate. Figure 4 shows the output voltage swing of A_1 and A_2 expressed in terms of a common-mode and differential input voltages. Output swing capability of these internal amplifiers is the same as the output amplifier, A_3 . For applications where input common-mode range must be maximized, limit the output voltage swing by connecting the INA114 in a lower gain (see performance curve “Input Common-Mode Voltage Range vs Output Voltage”). If necessary, add gain after the INA114 to increase the voltage swing.

Input-overload often produces an output voltage that appears normal. For example, an input voltage of $+20\text{V}$ on one input and $+40\text{V}$ on the other input will obviously exceed the linear common-mode range of both input amplifiers. Since both input amplifiers are saturated to nearly the same output voltage limit, the difference voltage measured by the output amplifier will be near zero. The output of the INA114 will be near 0V even though both inputs are overloaded.

INPUT PROTECTION

The inputs of the INA114 are individually protected for voltages up to $\pm 40\text{V}$. For example, a condition of -40V on one input and $+40\text{V}$ on the other input will not cause damage. Internal circuitry on each input provides low series impedance under normal signal conditions. To provide equivalent protection, series input resistors would contribute excessive noise. If the input is overloaded, the protection circuitry limits the input current to a safe value (approximately 1.5mA). The typical performance curve “Input Bias Current vs Common-Mode Input Voltage” shows this input

current limit behavior. The inputs are protected even if no power supply voltage is present.

OUTPUT VOLTAGE SENSE (SOL-16 package only)

The surface-mount version of the INA114 has a separate output sense feedback connection (pin 12). Pin 12 must be connected to the output terminal (pin 11) for proper operation. (This connection is made internally on the DIP version of the INA114.)

The output sense connection can be used to sense the output voltage directly at the load for best accuracy. Figure 5 shows how to drive a load through series interconnection resistance. Remotely located feedback paths may cause instability. This can be generally be eliminated with a high frequency feedback path through C_1 . Heavy loads or long lines can be driven by connecting a buffer inside the feedback path (Figure 6).

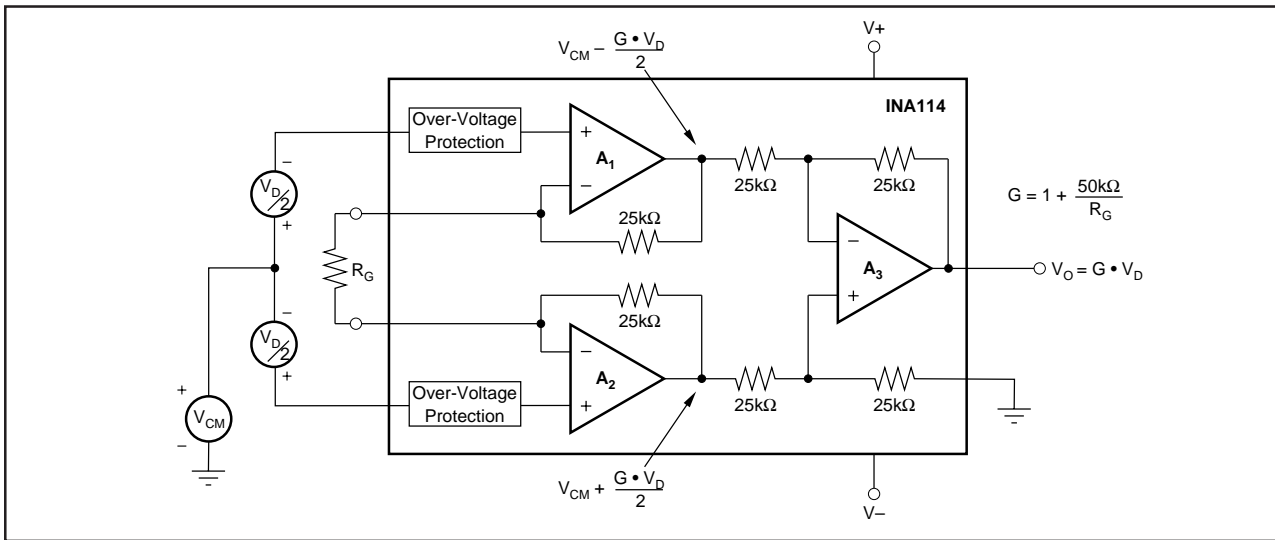


FIGURE 4. Voltage Swing of A_1 and A_2 .

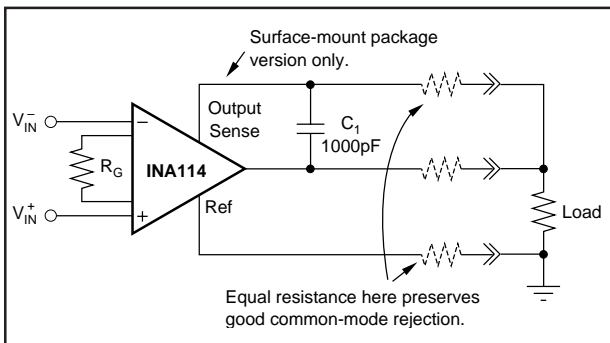


FIGURE 5. Remote Load and Ground Sensing.

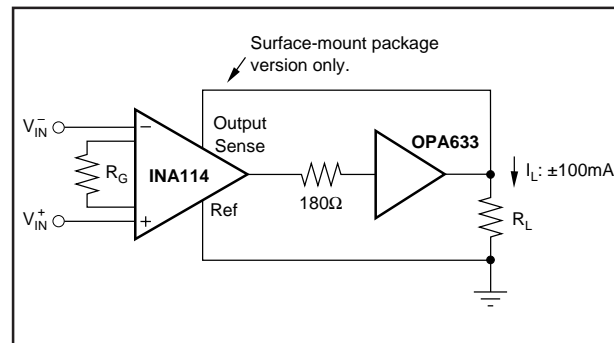


FIGURE 6. Buffered Output for Heavy Loads.

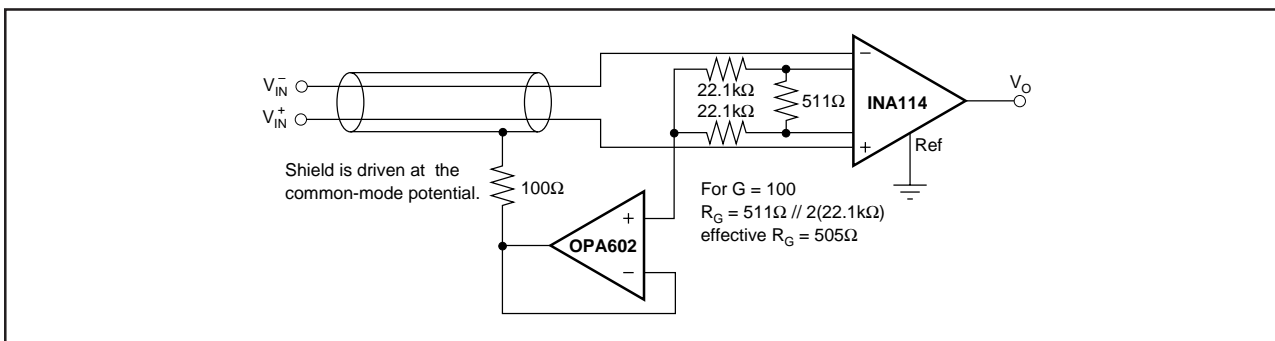


FIGURE 7. Shield Driver Circuit.

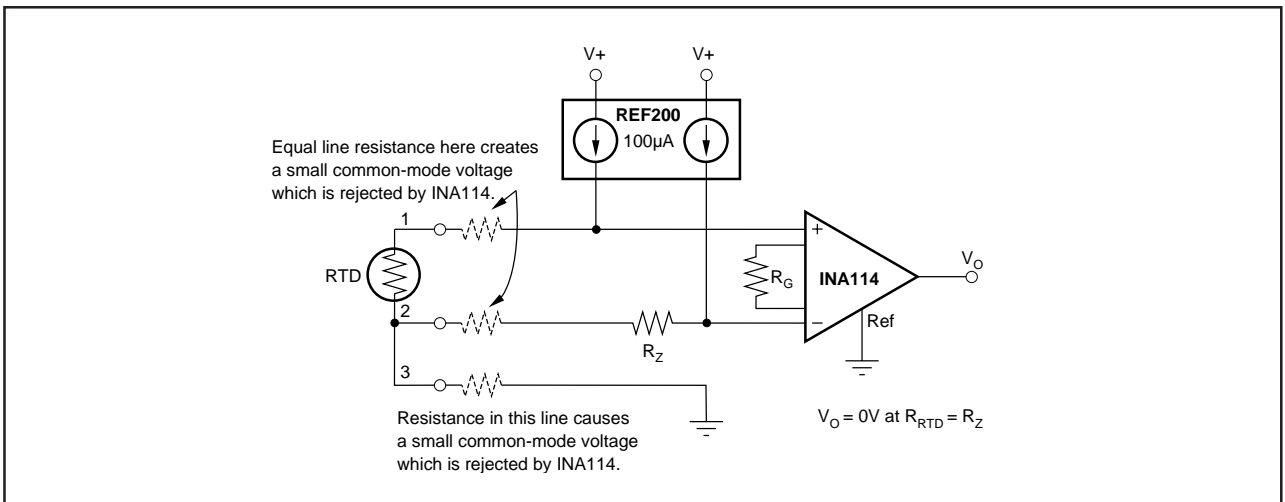


FIGURE 8. RTD Temperature Measurement Circuit.

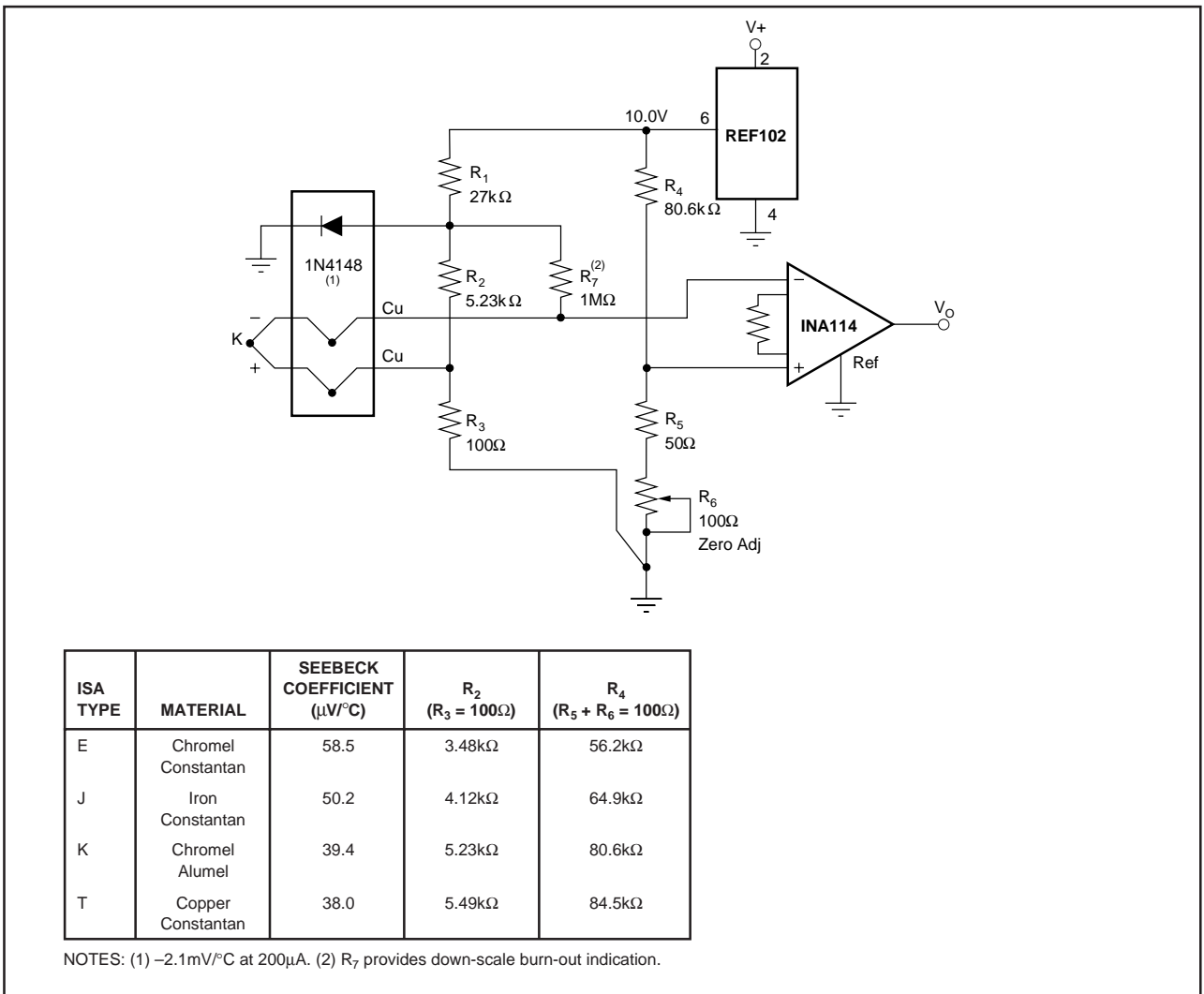


FIGURE 9. Thermocouple Amplifier With Cold Junction Compensation.

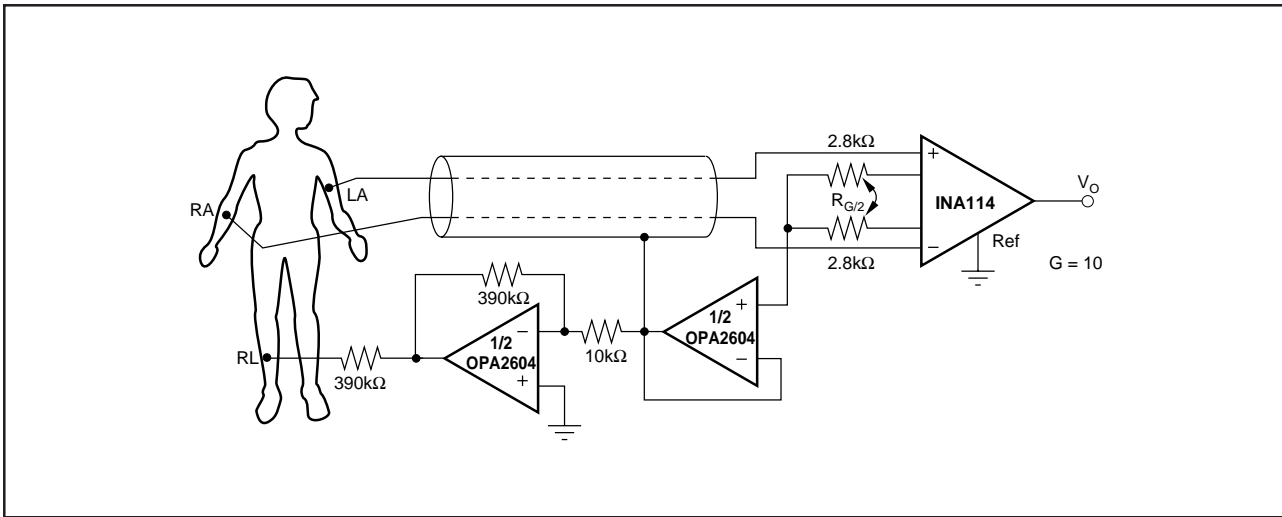


FIGURE 10. ECG Amplifier With Right-Leg Drive.

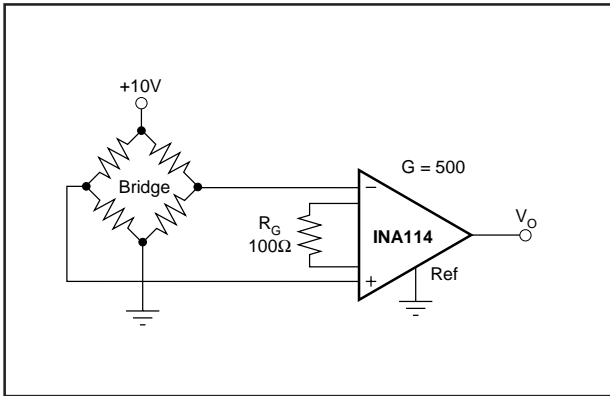


FIGURE 11. Bridge Transducer Amplifier.

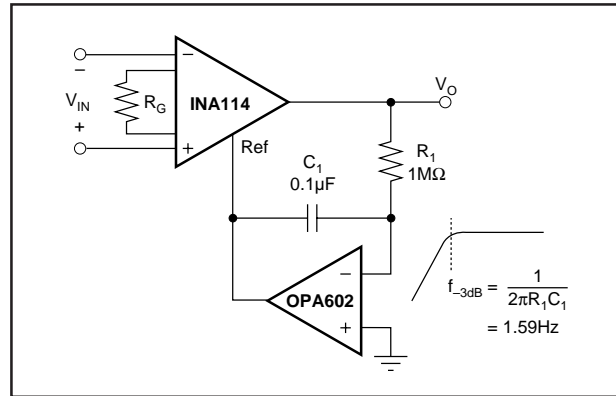


FIGURE 12. AC-Coupled Instrumentation Amplifier.

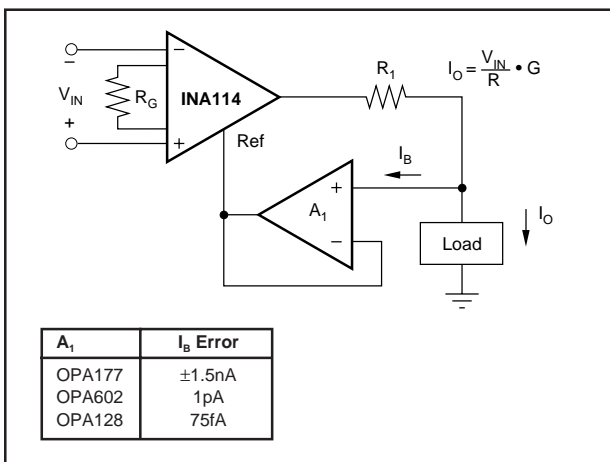


FIGURE 13. Differential Voltage-to-Current Converter.

INA12x Precision, Low-Power Instrumentation Amplifiers

1 Features

- Low Offset Voltage: 50 μV Maximum
- Low Drift: 0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Maximum
- Low Input Bias Current: 5 nA Maximum
- High CMR: 120 dB minimum
- Inputs Protected to $\pm 40\text{ V}$
- Wide Supply Range: $\pm 2.25\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$
- Low Quiescent Current: 700 μA
- 8-Pin Plastic Dip, SO-8

2 Applications

- Bridge Amplifier
- Thermocouple Amplifier
- RTD Sensor Amplifier
- Medical Instrumentation
- Data Acquisition

3 Description

The INA128 and INA129 are low-power, general purpose instrumentation amplifiers offering excellent accuracy. The versatile 3-op amp design and small size make these amplifiers ideal for a wide range of applications. Current-feedback input circuitry provides wide bandwidth even at high gain (200 kHz at $G = 100$).

A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. The INA128 provides an industry-standard gain equation; the INA129 gain equation is compatible with the AD620.

The INA12x is laser-trimmed for very low offset voltage (50 μV), drift (0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$) and high common-mode rejection (120 dB at $G \geq 100$). The INA12x operates with power supplies as low as $\pm 2.25\text{ V}$, and quiescent current is only 700 μA , ideal for battery-operated systems. Internal input protection can withstand up to $\pm 40\text{ V}$ without damage.

The INA12x is available in 8-pin plastic DIP and SO-8 surface-mount packages, specified for the -40°C to $+85^\circ\text{C}$ temperature range. The INA128 is also available in a dual configuration, the INA2128.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
INA128	SOIC (8)	3.91 mm x 4.9 mm
INA129	PDIP (8)	6.35 mm x 9.81 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Simplified Schematic

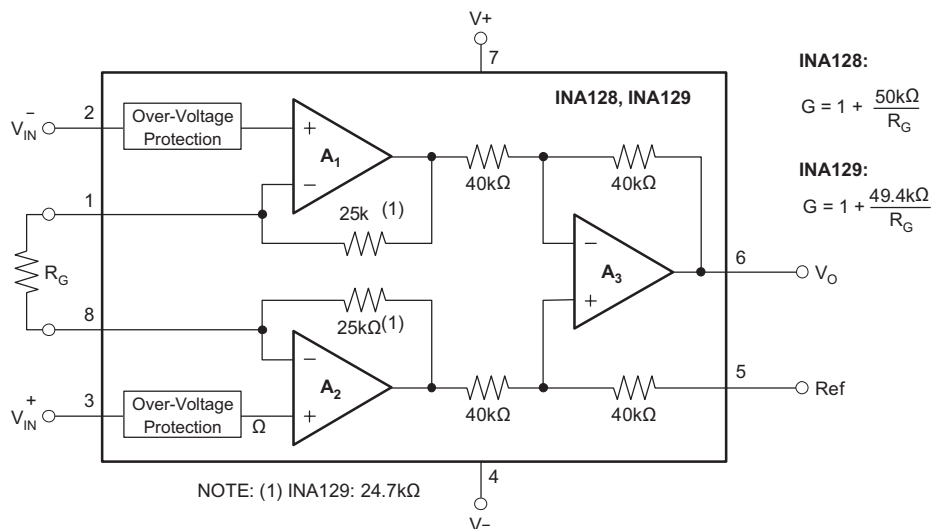


Table of Contents

1	Features	1	8	Application and Implementation	13
2	Applications	1	8.1	Application Information.....	13
3	Description	1	8.2	Typical Application	13
4	Revision History	2	9	Power Supply Recommendations	17
5	Pin Configuration and Functions	3	9.1	Low Voltage Operation	17
6	Specifications	3	10	Layout	19
6.1	Absolute Maximum Ratings	3	10.1	Layout Guidelines	19
6.2	ESD Ratings.....	3	10.2	Layout Example	19
6.3	Recommended Operating Conditions.....	4	11	Device and Documentation Support	20
6.4	Thermal Information	4	11.1	Related Links	20
6.5	Electrical Characteristics.....	4	11.2	Receiving Notification of Documentation Updates	20
6.6	Typical Characteristics	7	11.3	Community Resources.....	20
7	Detailed Description	11	11.4	Trademarks	20
7.1	Overview	11	11.5	Electrostatic Discharge Caution.....	20
7.2	Functional Block Diagram	11	11.6	Glossary	20
7.3	Feature Description.....	11	12	Mechanical, Packaging, and Orderable Information	20
7.4	Device Functional Modes.....	12			

4 Revision History

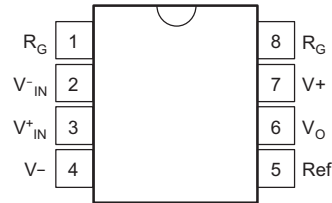
NOTE: Page numbers for previous revisions may differ from page numbers in the current version.

Changes from Revision C (October 2015) to Revision D	Page
• Added top navigator icon for TI Reference Design	1
• Changed " $\pm 0.5 \pm 0/G$ " to " $\pm 0.5 \pm 20/G$ " in MAX column of Offset voltage RTI vs temperature row of <i>Electrical Characteristics</i>	4

Changes from Revision B (February 2005) to Revision C	Page
• Added <i>ESD Ratings</i> table, <i>Feature Description</i> section, <i>Device Functional Modes</i> , <i>Application and Implementation</i> section, <i>Power Supply Recommendations</i> section, <i>Layout</i> section, <i>Device and Documentation Support</i> section, and <i>Mechanical, Packaging, and Orderable Information</i> section.	1

5 Pin Configuration and Functions

D and P Packages
8-Pin SOIC and PDIP
Top View



Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
REF	5	I	Reference input. This pin must be driven by low impedance or connected to ground.
RG	1,8	—	Gain setting pin. For gains greater than 1, place a gain resistor between pin 1 and pin 8.
V-	4	—	Negative supply
V+	7	—	Positive supply
V _{IN-}	2	I	Negative input
V _{IN+}	3	I	Positive input
V _O	6	I	Output

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted) ⁽¹⁾

	MIN	MAX	UNIT
Supply voltage		±18	V
Analog input voltage		±40	V
Output short circuit (to ground)		continuous	
Operating temperature	−40	125	°C
Junction temperature		150	°C
Lead temperature (soldering, 10 seconds)		300	°C
Storage temperature, T _{stg}	−55	125	°C

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
V _(ESD)	Electrostatic discharge	Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾	±2000
		Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 ⁽²⁾	±50

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

(2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

INA128, INA129

SBOS051D – OCTOBER 1995 – REVISED JANUARY 2018

www.ti.com

6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	MIN	NOM	MAX	UNIT
V power supply	±2.25	±15	±18	V
Input common-mode voltage range for $V_O = 0$	V - 2 V		V + -2 V	
T _A operating temperature INA128-HT	-55		175	°C
T _A operating temperature INA129-HT	-55		210	°C

6.4 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾		INA12x		UNIT
		D (SOIC)	P (PDIP)	
		8 PINS	8 PINS	
R _{θJA}	Junction-to-ambient thermal resistance	110	46.1	°C/W
R _{θJC(top)}	Junction-to-case (top) thermal resistance	57	34.1	°C/W
R _{θJB}	Junction-to-board thermal resistance	54	23.4	°C/W
ψ _{JT}	Junction-to-top characterization parameter	11	11.3	°C/W
ψ _{JB}	Junction-to-board characterization parameter	53	23.2	°C/W

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the [Semiconductor and IC Package Thermal Metrics](#) application report.

6.5 Electrical Characteristics

At T_A = 25°C, V_S = ±15 V, R_L = 10 kΩ, unless otherwise noted.

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
INPUT							
Offset voltage, RTI	Initial	T _A = 25°C	INA128P, U INA129P, U	±10±100/G		±50±500/G	μV
			INA128PA, UA INA129PA, UA	±25±100/G		±125±1000/G	
	vs temperature	T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	INA128P, U INA129P, U	±0.2±2/G		±0.5±20/G	μV/°C
			INA128PA, UA INA129PA, UA	±0.2±5/G		±1±20/G	
	vs power supply	V _S = ±2.25 V to ±18 V	INA128P, U INA129P, U	±0.2±20/G		±1±100/G	μV/V
INA128PA, UA INA129PA, UA				±2±200/G			
	Long-term stability			±0.1±3/g			μV/mo
Impedance	Differential				10 ¹⁰ 2		Ω pF
	Common mode				10 ¹¹ 9		
Common-mode voltage range ⁽¹⁾		V _O = 0 V		(V+) - 2	(V+) - 1.4		V
				(V...) + 2	(V-) + 1.7		
Safe input voltage						±40	V

(1) Input common-mode range varies with output voltage; see [Typical Characteristics](#).

Electrical Characteristics (continued)

At $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT	
Common-mode rejection		G = 1	INA128P, U INA129P, U	80	86		dB	
			INA128PA, UA INA129PA, UA	73				
			G = 10	INA128P, U INA129P, U	100	106		
				INA128PA, UA INA129PA, UA	93			
		G = 100	INA128P, U INA129P, U	120	125			
			INA128PA, UA INA129PA, UA	110				
		G = 1000	INA128P, U INA129P, U	120	130			
			INA128PA, UA INA129PA, UA	110				
Bias current		INA128P, U INA129P, U			± 2	± 5	nA	
		INA128PA, UA INA129PA, UA				± 10		
Bias current vs temperature					± 30		$\text{pA}/^\circ\text{C}$	
Offset current		INA128P, U INA129P, U			± 1	± 5	nA	
		INA128PA, UA INA129PA, UA				± 10		
Offset current vs temperature					± 30		$\text{pA}/^\circ\text{C}$	
Noise voltage, RTI	f = 10 Hz	G = 1000, $R_S = 0\Omega$			10		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
	f = 100 Hz				8			
	f = 1 kHz				8			
	$f_B = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$				0.2	μV_{PP}		
Noise current	f = 10 Hz				0.9		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
	f = 1 kHz				0.3			
	$f_B = 0.1\text{ Hz to }10\text{ Hz}$				30	pA_{PP}		
GAIN⁽²⁾								
Gain equation	INA128			$1 + (50\text{ k}\Omega/R_G)$			V/V	
	INA129			$1 + (49.4\text{ k}\Omega/R_G)$				
Range of gain				1		10000	V/V	
Gain error	G = 1		INA128P, U INA129P, U		$\pm 0.01\%$	$\pm 0.024\%$		
			INA128PA, UA INA129PA, UA			$\pm 0.01\%$		
	G = 10		INA128P, U INA129P, U		$\pm 0.02\%$	$\pm 0.4\%$		
			INA128PA, UA INA129PA, UA			$\pm 0.5\%$		
	G = 100		INA128P, U INA129P, U		$\pm 0.05\%$	$\pm 0.5\%$		
			INA128PA, UA INA129PA, UA			$\pm 0.7\%$		
	G = 1000		INA128P, U INA129P, U		$\pm 0.5\%$	$\pm 1\%$		
			INA128PA, UA INA129PA, UA			$\pm 2\%$		

(2) Nonlinearity measurements in G = 1000 are dominated by noise. Typical non-linearity is $\pm 0.001\%$.

INA128, INA129

SBOS051D – OCTOBER 1995 – REVISED JANUARY 2018

www.ti.com
Electrical Characteristics (continued)

 At $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
Gain vs temperature ⁽³⁾	G = 1			±1	±10	ppm/°C
	50-kΩ (or 49.4-kΩ) Resistance ⁽³⁾⁽⁴⁾			±25	±100	
Nonlinearity	$V_O = \pm 13.6\text{ V}$, G = 1	INA128P, U INA129P, U		±0.0001	±0.001	% of FSR
		INA128PA, UA INA129PA, UA			±0.002	
	G = 10	INA128P, U INA129P, U		±0.0003	±0.002	
		INA128PA, UA INA129PA, UA			±0.004	
	G = 100	INA128P, U INA129P, U		±0.0005	±0.002	
		INA128PA, UA INA129PA, UA			±0.004	
G = 1000			±0.001	/>		
OUTPUT⁽²⁾						
Voltage	Positive	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	(V+) – 1.4	(V+) – 0.9		V
	Negative	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	(V-) + 1.4	(V-) + 0.8		
Load capacitance stability				1000		pF
Short-circuit current				6/–15		mA
FREQUENCY RESPONSE						
Bandwidth, –3 dB	G = 1			1.3		MHz
	G = 10			700		kHz
	G = 100			200		
	G = 1000			20		
Slew rate	$V_O = \pm 10\text{ V}$, G = 10			4		V/μs
Settling time, 0.01%	G = 1			7		μs
	G = 10			7		
	G = 100			9		
	G = 1000			80		
Overload recovery	50% overdrive			4		μs
POWER SUPPLY						
Voltage range			±2.25	±15	±18	V
Current, total	$V_{IN} = 0\text{ V}$			±700	±750	μA
TEMPERATURE RANGE						
Specification			–40		85	°C
Operating			–40		125	°C

(3) Specified by wafer test.

(4) Temperature coefficient of the 50 kΩ (or 49.4 kΩ) term in the gain equation.

6.6 Typical Characteristics

At $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{ V}$, unless otherwise noted.

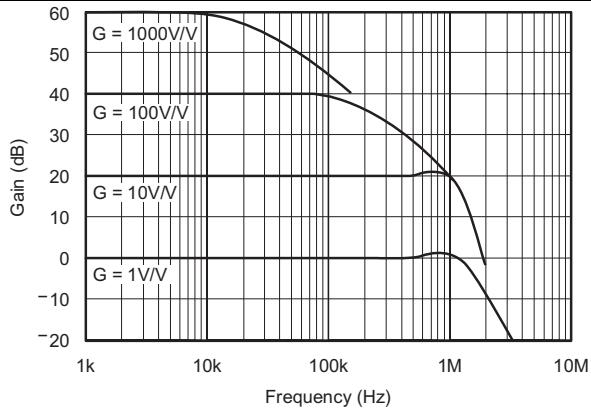


Figure 1. Gain vs Frequency

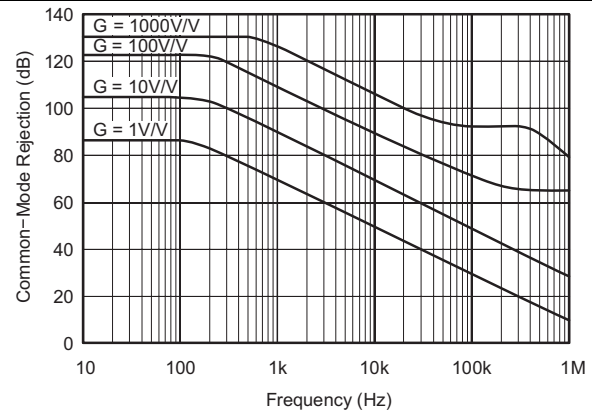


Figure 2. Common-Mode Rejection vs Frequency

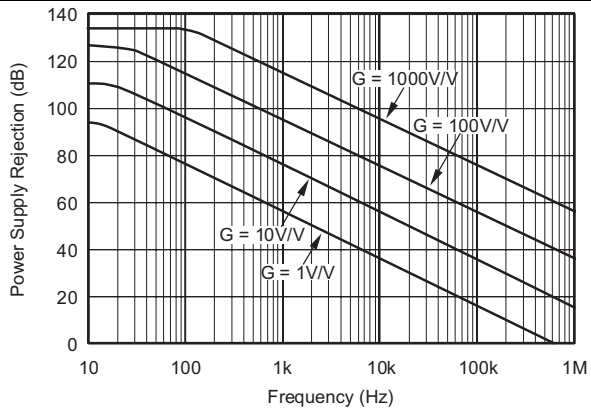


Figure 3. Positive Power Supply Rejection vs Frequency

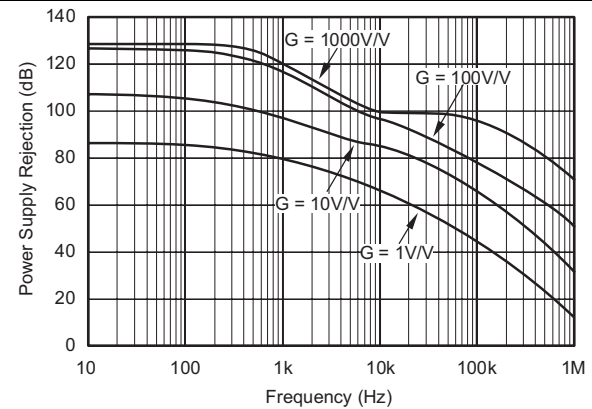


Figure 4. Negative Power Supply Rejection vs Frequency

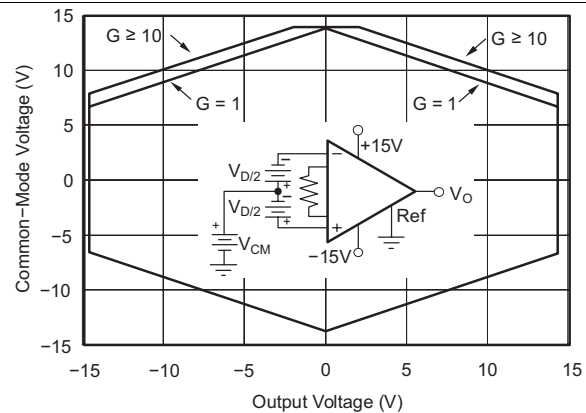


Figure 5. Input Common-Mode Range vs Output Voltage, $V_S = \pm 15\text{ V}$

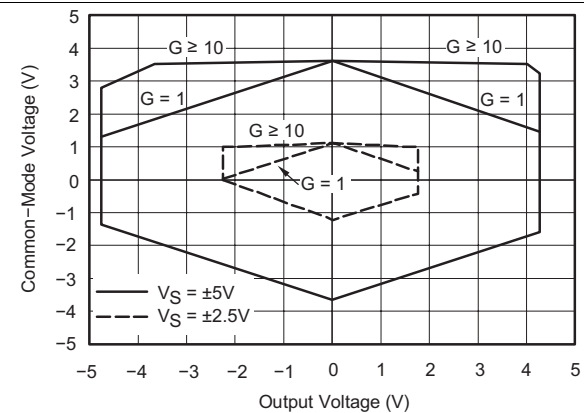


Figure 6. Input Common-Mode Range vs Output Voltage, $V_S = \pm 5\text{ V}, \pm 2.5\text{ V}$

Typical Characteristics (continued)

At $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{ V}$, unless otherwise noted.

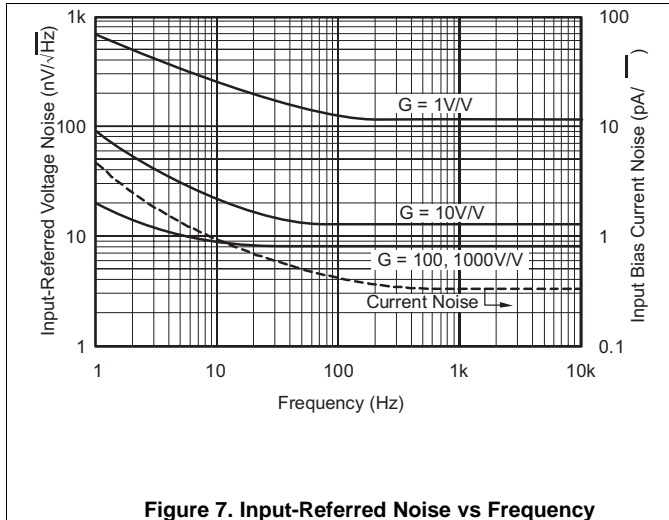


Figure 7. Input-Referred Noise vs Frequency

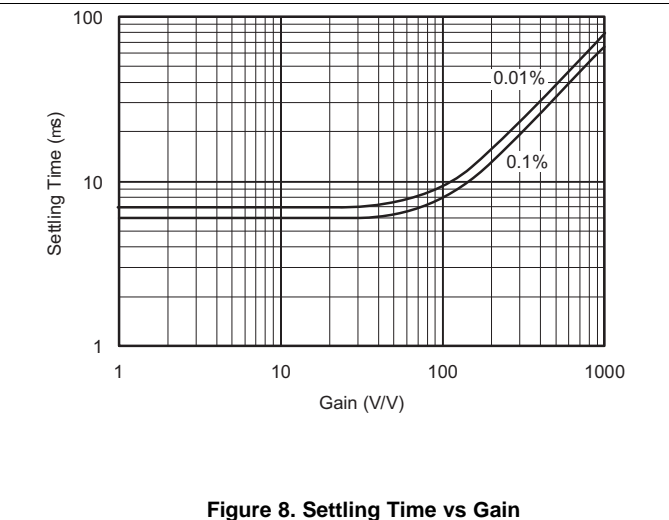


Figure 8. Settling Time vs Gain

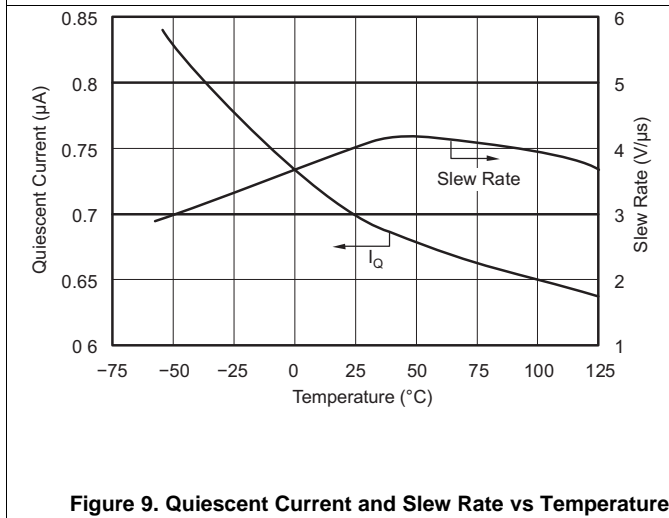


Figure 9. Quiescent Current and Slew Rate vs Temperature

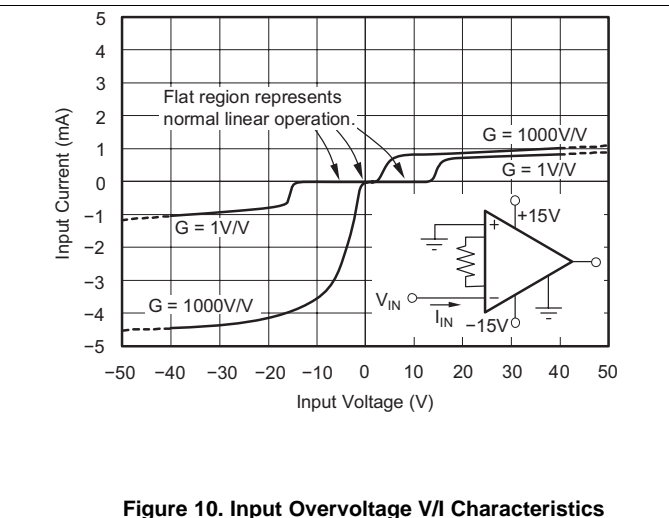


Figure 10. Input Overvoltage VI Characteristics

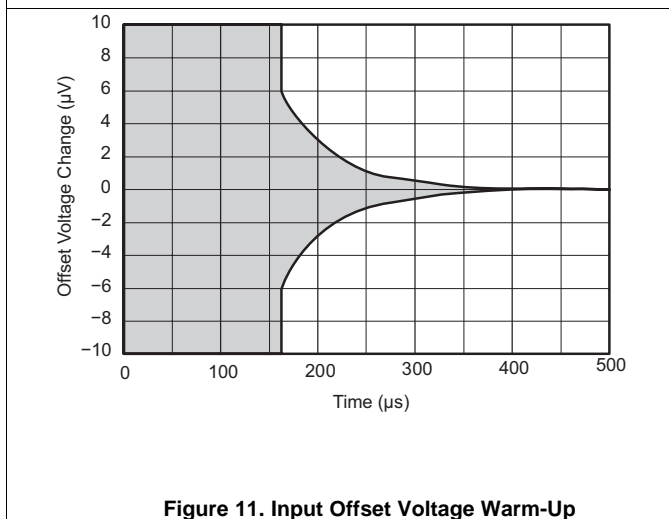


Figure 11. Input Offset Voltage Warm-Up

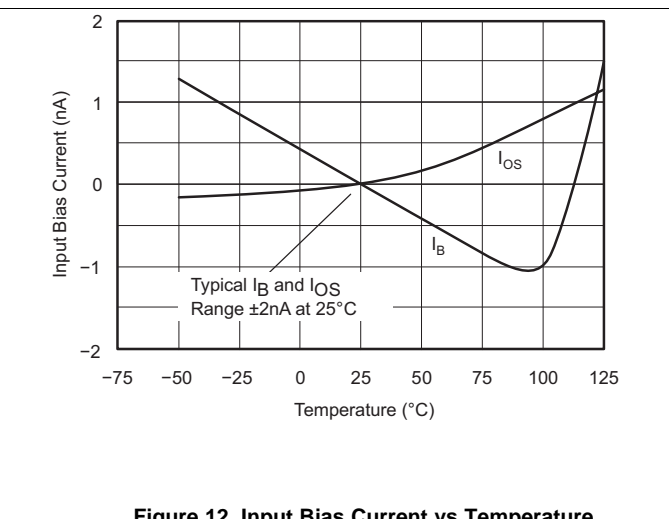


Figure 12. Input Bias Current vs Temperature

Typical Characteristics (continued)

At $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{ V}$, unless otherwise noted.

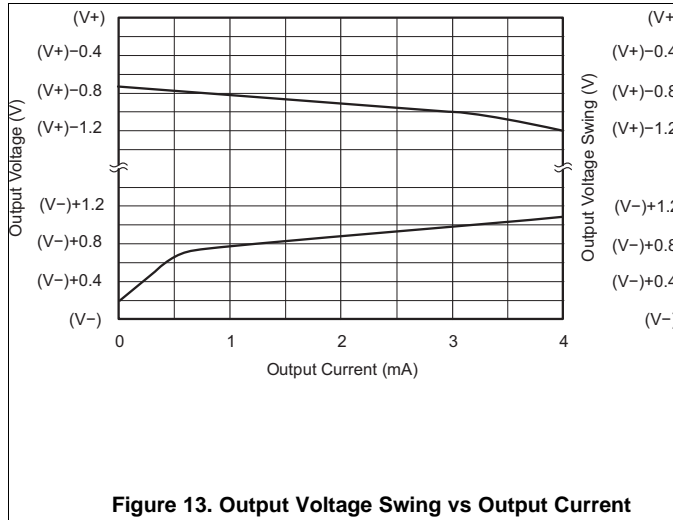


Figure 13. Output Voltage Swing vs Output Current

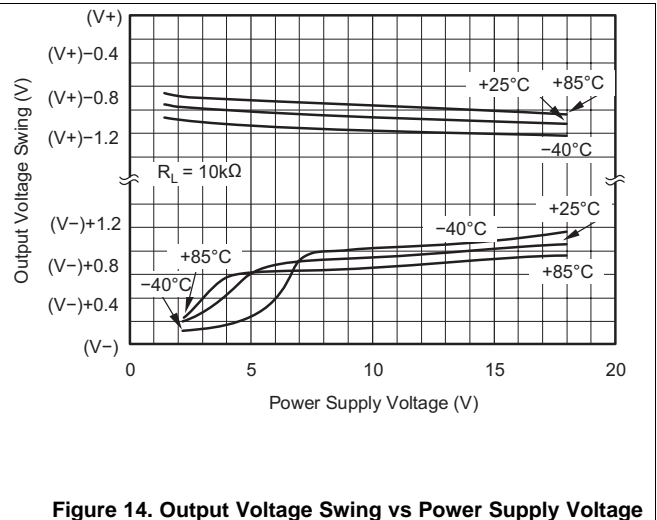


Figure 14. Output Voltage Swing vs Power Supply Voltage

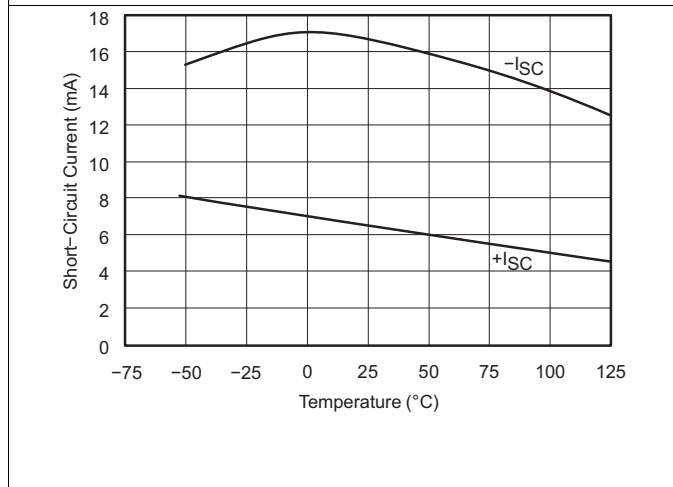


Figure 15. Short Circuit Output Current vs Temperature

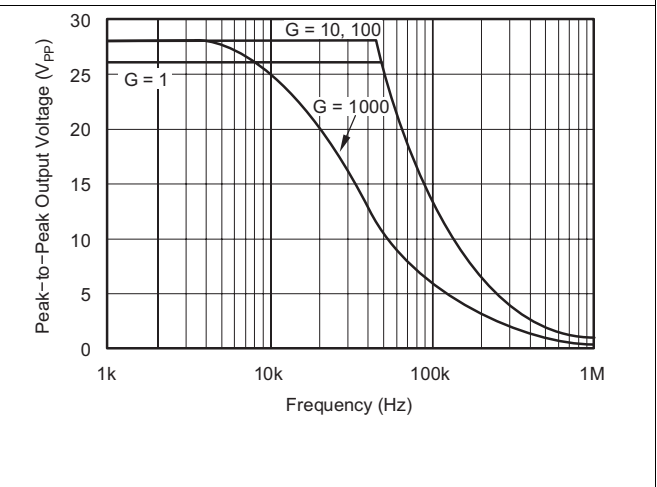


Figure 16. Maximum Output Voltage vs Frequency

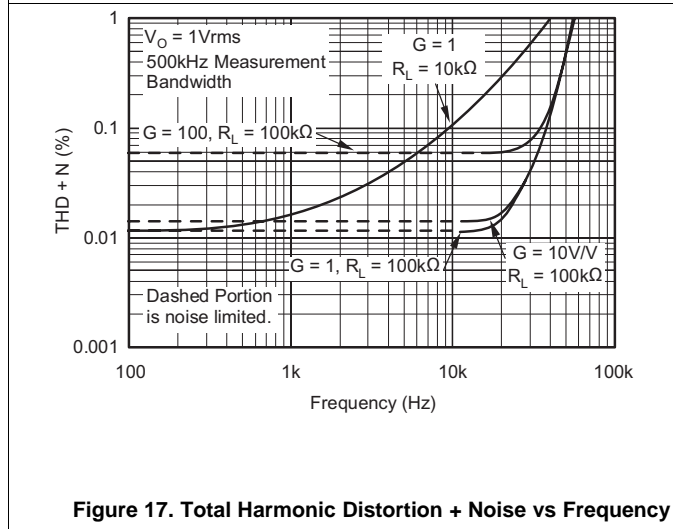


Figure 17. Total Harmonic Distortion + Noise vs Frequency

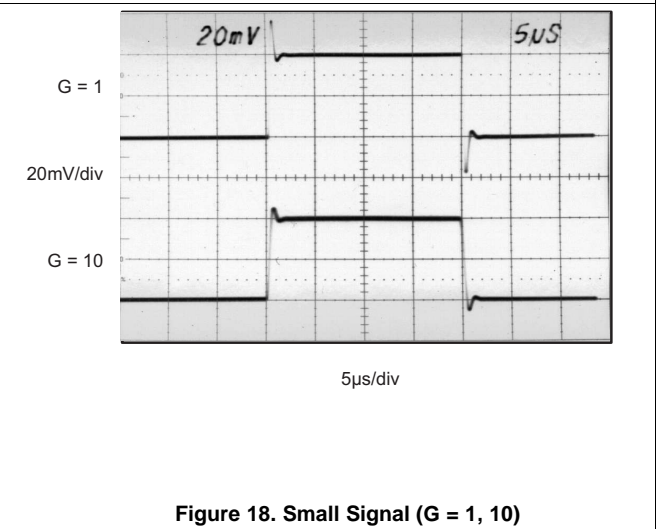
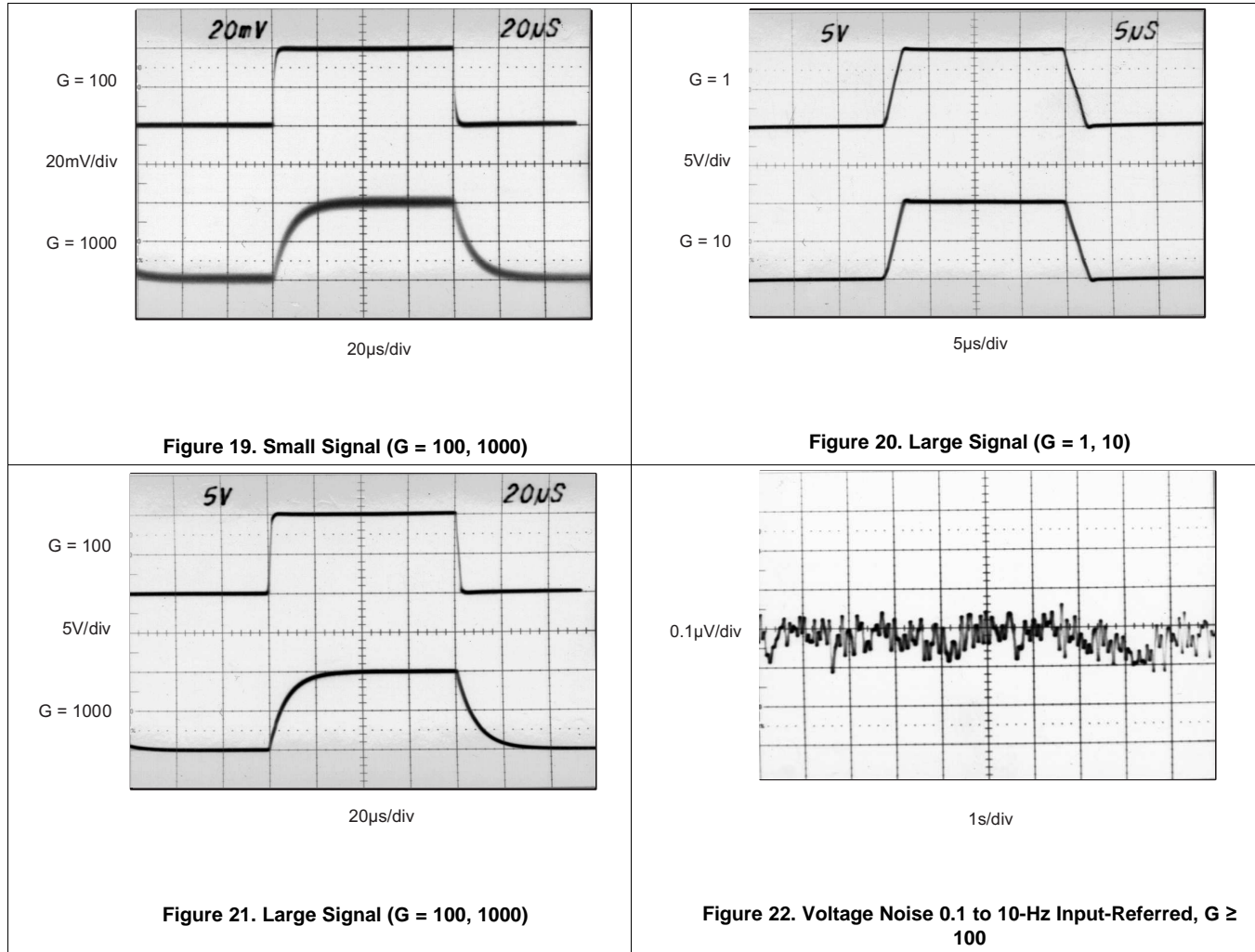


Figure 18. Small Signal (G = 1, 10)

Typical Characteristics (continued)

At $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{ V}$, unless otherwise noted.

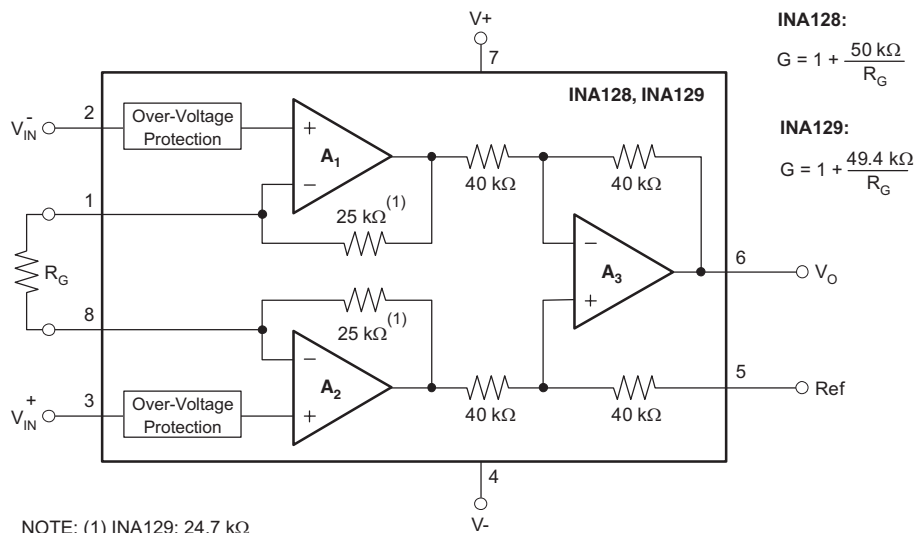


7 Detailed Description

7.1 Overview

The INA12x instrumentation amplifier is a type of differential amplifier that has been outfitted with input protection circuit and input buffer amplifiers, which eliminate the need for input impedance matching and make the amplifier particularly suitable for use in measurement and test equipment. Additional characteristics of the INA128 include a very low DC offset, low drift, low noise, very high open-loop gain, very high common-mode rejection ratio, and very high input impedances. The INA12x is used where great accuracy and stability of the circuit both short and long term are required.

7.2 Functional Block Diagram



7.3 Feature Description

The INA12x devices are low power, general-purpose instrumentation amplifiers offering excellent accuracy. The versatile three-operational-amplifier design and small size make the amplifiers ideal for a wide range of applications. Current-feedback input circuitry provides wide bandwidth, even at high gain. A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. The INA128 is laser trimmed for very low offset voltage (25 μV typical) and high common-mode rejection (93 dB at $G \geq 100$). These devices operate with power supplies as low as ±2.25 V, and quiescent current of 2 mA, typically. The internal input protection can withstand up to ±40 V without damage.

7.4 Device Functional Modes

7.4.1 Noise Performance

The INA12x provides very low noise in most applications. Low-frequency noise is approximately $0.2 \mu\text{V}_{\text{PP}}$ measured from 0.1 to 10 Hz ($G \geq 100$). This provides dramatically improved noise when compared to state-of-the-art chopper-stabilized amplifiers.

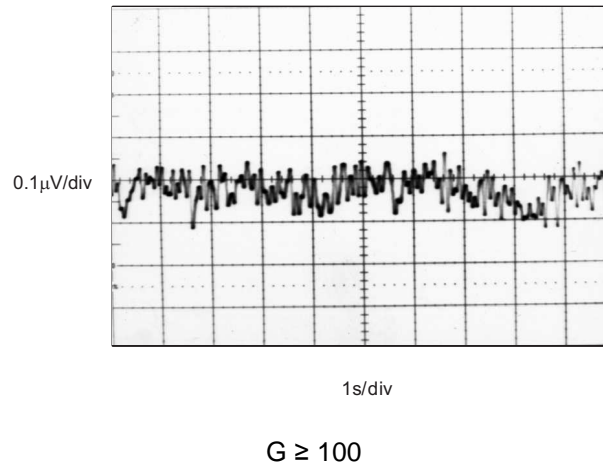


Figure 23. 0.1-Hz to 10-Hz Input-Referred Voltage Noise

7.4.2 Input Common-Mode Range

The linear input voltage range of the input circuitry of the INA12x is from approximately 1.4 V below the positive supply voltage to 1.7 V above the negative supply. As a differential input voltage causes the output voltage increase, however, the linear input range is limited by the output voltage swing of amplifiers A_1 and A_2 . Thus the linear common-mode input range is related to the output voltage of the complete amplifier. This behavior also depends on supply voltage (see performance curve [Figure 6](#)).

Input-overload can produce an output voltage that appears normal. For example, if an input overload condition drives both input amplifiers to their positive output swing limit, the difference voltage measured by the output amplifier will be near zero. The output of A_3 will be near 0 V even though both inputs are overloaded.

8 Application and Implementation

NOTE

Information in the following applications sections is not part of the TI component specification, and TI does not warrant its accuracy or completeness. TI's customers are responsible for determining suitability of components for their purposes. Customers should validate and test their design implementation to confirm system functionality.

8.1 Application Information

The INA12x measures small differential voltage with high common-mode voltage developed between the noninverting and inverting input. The high-input voltage protection circuit in conjunction with high input impedance make the INA12x suitable for a wide range of applications. The ability to set the reference pin to adjust the functionality of the output signal offers additional flexibility that is practical for multiple configurations.

8.2 Typical Application

Figure 24 shows the basic connections required for operation of the INA12x. Applications with noisy or high impedance power supplies may require decoupling capacitors close to the device pins as shown. The output is referred to the output reference (Ref) terminal which is normally grounded. This must be a low-impedance connection to assure good common-mode rejection. A resistance of 8 Ω in series with the Ref pin will cause a typical device to degrade to approximately 80dB CMR ($G = 1$).

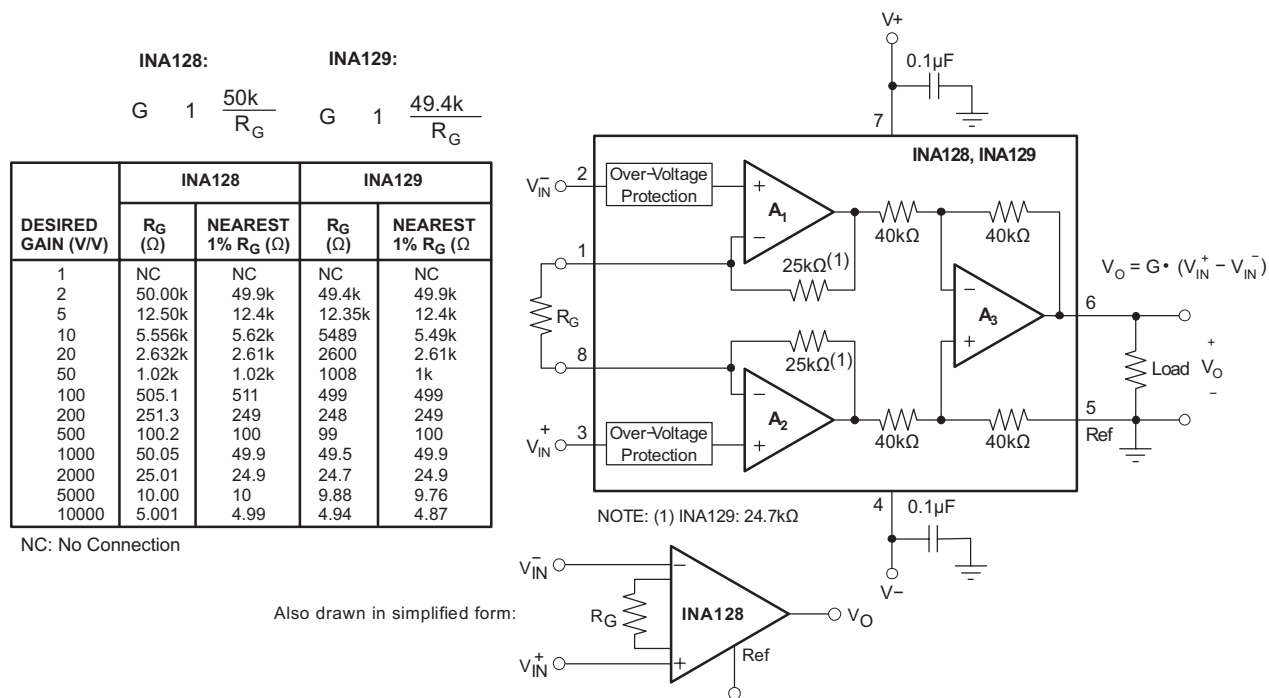


Figure 24. Basic Connections

Typical Application (continued)

8.2.1 Design Requirements

The device can be configured to monitor the input differential voltage when the gain of the input signal is set by the external resistor R_G . The output signal references to the Ref pin. The most common application is where the output is referenced to ground when no input signal is present by connecting the Ref pin to ground, as [Figure 24](#) shows. When the input signal increases, the output voltage at the OUT pin increases, too.

8.2.2 Detailed Design Procedure

8.2.2.1 Setting the Gain

Gain is set by connecting a single external resistor, R_G , connected between pins 1 and 8:

$$\text{INA128: } g = 1 + 50 \text{ k}\Omega / R_G \quad (1)$$

Commonly used gains and resistor values are shown in [Figure 24](#).

The 50-k Ω term in [Equation 1](#) comes from the sum of the two internal feedback resistors of A_1 and A_2 . These on-chip metal film resistors are laser-trimmed to accurate absolute values. The accuracy and temperature coefficient of these internal resistors are included in the gain accuracy and drift specifications of the INA128.

The stability and temperature drift of the external gain setting resistor, R_G , also affects gain. The contribution of R_G to gain accuracy and drift can be directly inferred from [Equation 1](#). Low resistor values required for high gain can make wiring resistance important. Sockets add to the wiring resistance, which contributes additional gain error (possibly an unstable gain error) in gains of approximately 100 or greater.

8.2.2.2 Dynamic Performance

The typical performance curve [Figure 1](#) shows that, despite its low quiescent current, the INA12x achieves wide bandwidth even at high gain. This is due to the current-feedback topology of the input stage circuitry. Settling time also remains excellent at high gain.

8.2.2.3 Offset Trimming

The INA12x is laser-trimmed for low-offset voltage and offset voltage drift. Most applications require no external offset adjustment. [Figure 25](#) shows an optional circuit for trimming the output offset voltage. The voltage applied to the Ref terminal is summed with the output. The op amp buffer provides low impedance at the Ref terminal to preserve good common-mode rejection.

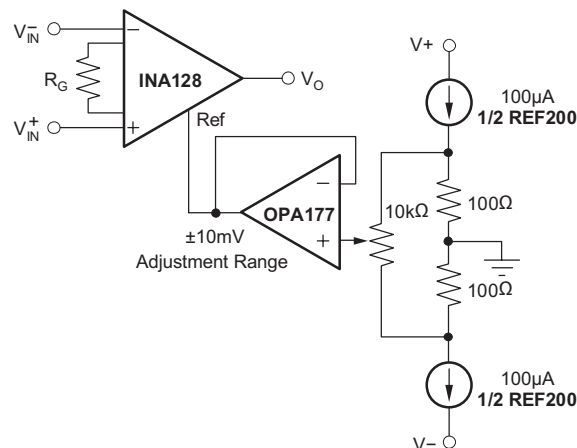


Figure 25. Optional Trimming of Output Offset Voltage

8.2.2.4 Input Bias Current Return Path

The input impedance of the INA12x is extremely high: approximately $10^{10} \Omega$. However, a path must be provided for the input bias current of both inputs. This input bias current is approximately $\pm 2 \text{ nA}$. High input impedance means that this input bias current changes very little with varying input voltage.

Typical Application (continued)

Input circuitry must provide a path for this input bias current for proper operation. Figure 26 shows various provisions for an input bias current path. Without a bias current path, the inputs will float to a potential which exceeds the common-mode range, and the input amplifiers will saturate.

If the differential source resistance is low, the bias current return path can be connected to one input (see the thermocouple example in Figure 26). With higher source impedance, using two equal resistors provides a balanced input, with possible advantages of lower input offset voltage due to bias current and better high-frequency common-mode rejection.

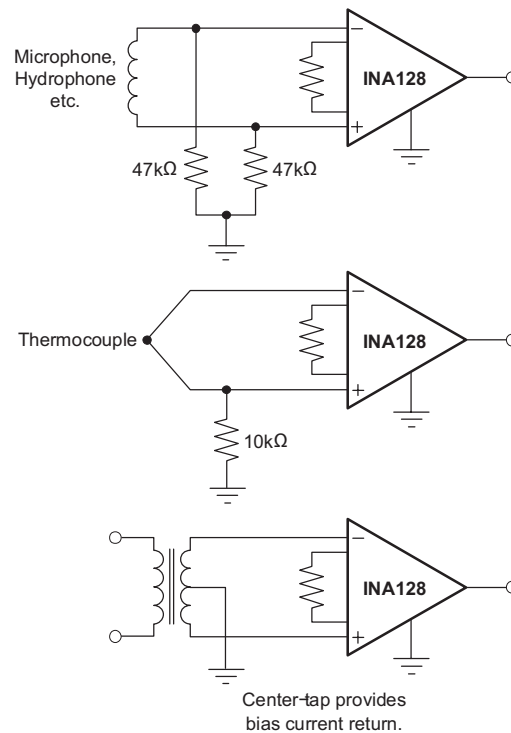
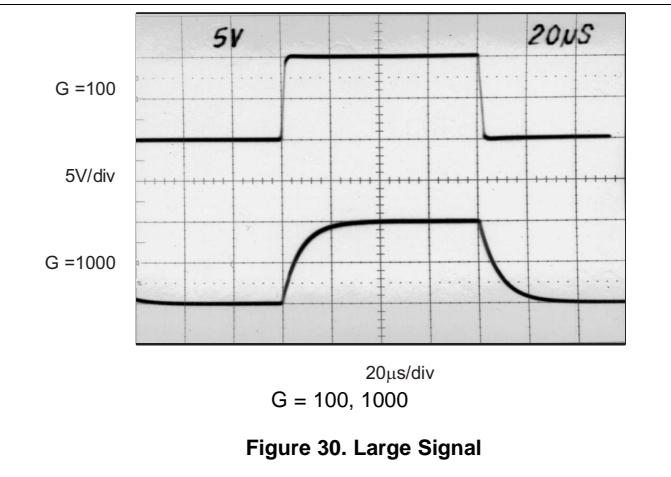
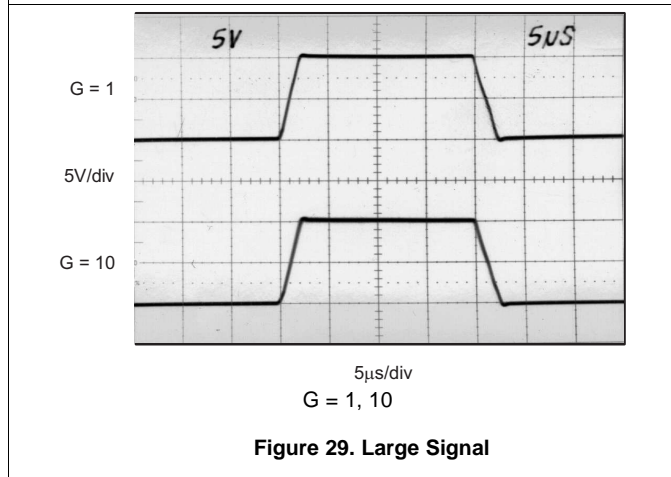
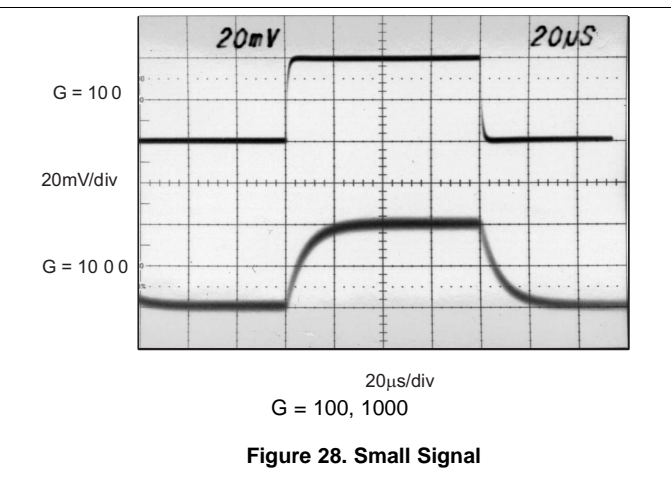
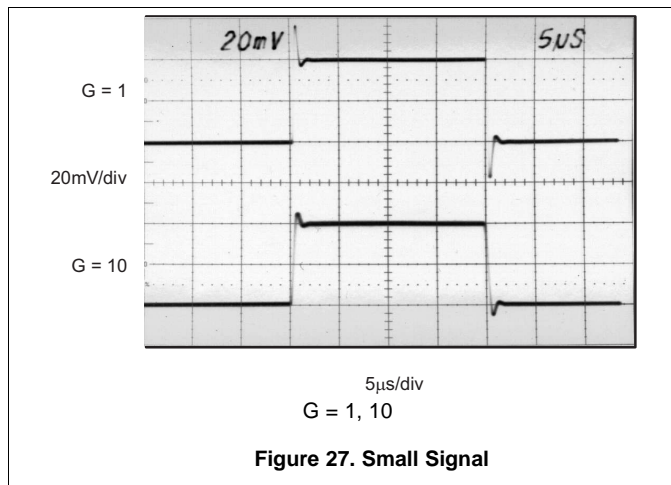


Figure 26. Providing an Input Common-Mode Current Path

Typical Application (continued)

8.2.3 Application Curves



9 Power Supply Recommendations

The minimum power supply voltage for INA12x is ± 2.25 V and the maximum power supply voltage is ± 18 V. This minimum and maximum range covers a wide range of power supplies; but for optimum performance, ± 15 V is recommended. TI recommends adding a bypass capacitor at the input to compensate for the layout and power supply source impedance.

9.1 Low Voltage Operation

The INA12x can be operated on power supplies as low as ± 2.25 V. Performance remains excellent with power supplies ranging from ± 2.25 V to ± 18 V. Most parameters vary only slightly throughout this supply voltage range—see [Typical Characteristics](#).

Operation at very low supply voltage requires careful attention to assure that the input voltages remain within their linear range. Voltage swing requirements of internal nodes limit the input common-mode range with low power supply voltage. [Figure 6](#) shows the range of linear operation for ± 15 -V, ± 5 -V, and ± 2.5 -V supplies.

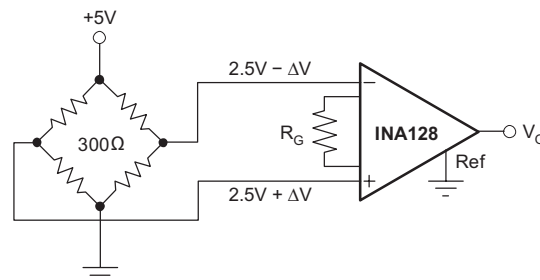


Figure 31. Bridge Amplifier

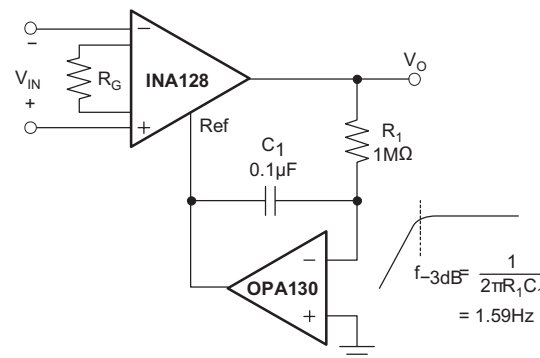


Figure 32. AC-Coupled Instrumentation Amplifier

Low Voltage Operation (continued)

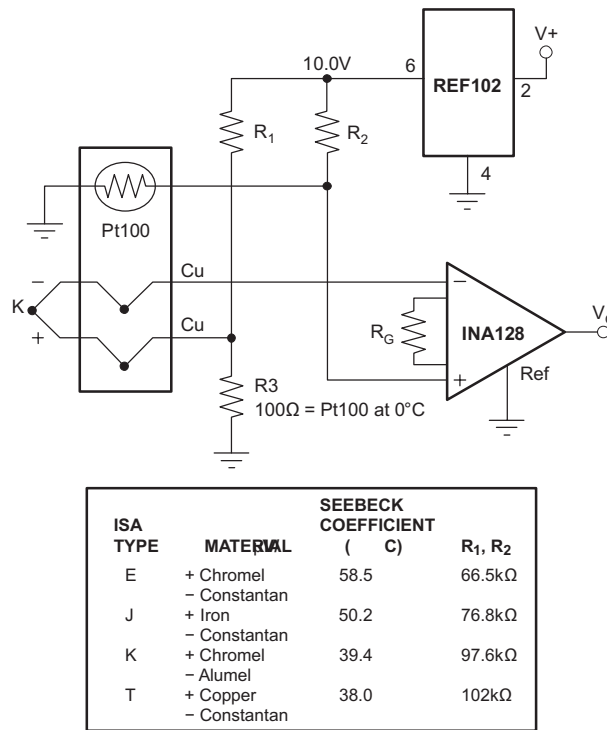


Figure 33. Thermocouple Amplifier with RTD Cold-Junction Compensation

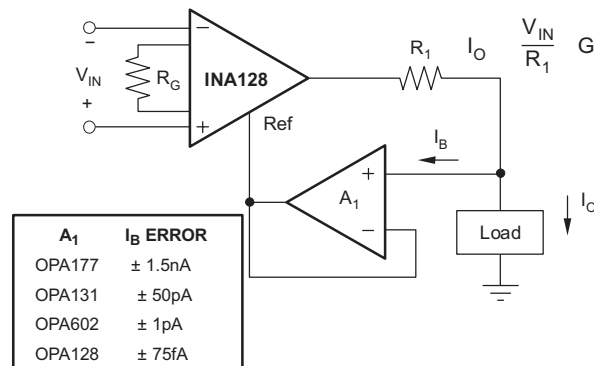


Figure 34. Differential Voltage to Current Converter

Low Voltage Operation (continued)

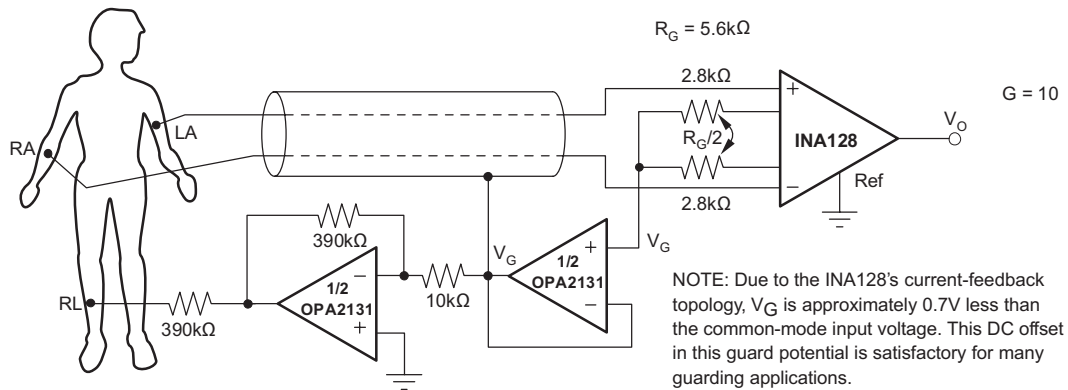


Figure 35. ECG Amplifier with Right-Leg Drive

10 Layout

10.1 Layout Guidelines

Place the power-supply bypass capacitor as closely as possible to the supply and ground pins. The recommended value of this bypass capacitor is 0.1 μF to 1 μF . If necessary, additional decoupling capacitance can be added to compensate for noisy or high-impedance power supplies. These decoupling capacitors must be placed between the power supply and INA12x devices.

The gain resistor must be placed close to pin 1 and pin 8. This placement limits the layout loop and minimizes any noise coupling into the part.

10.2 Layout Example

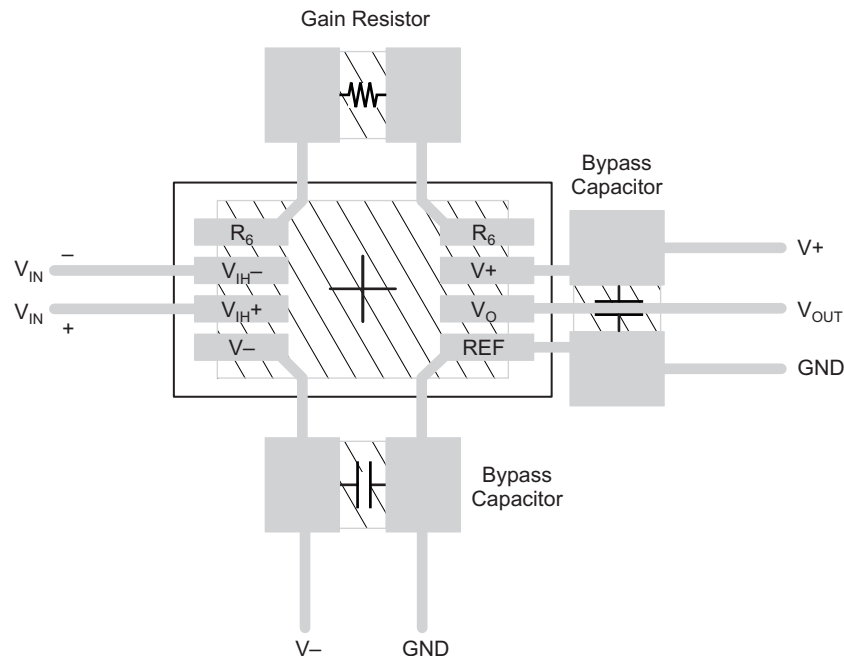


Figure 36. Recommended Layout

INSTALACIÓN MECÁNICA

El transmisor TxBlock es propio para ser instalado en cabezales.

Dimensiones:

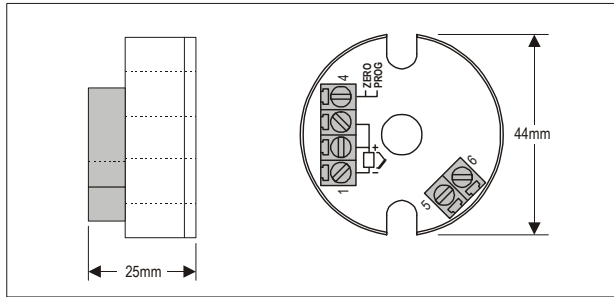


Figura 3 - Dimensiones del transmisor

INSTALACIÓN ELÉCTRICA

Caja del Bornes en poliamida.

Sección del hilo utilizado: 0,14 a 1,5 mm²

Torque recomendado: 0,8 Nm.

Recomendaciones para la Instalación

- Conductores de señales de entrada deben recorrer la planta del sistema separados de los conductores de salida y de alimentación, si es posible en electroductos aterrados.
- La alimentación de los instrumentos debe venir de una red propia para instrumentación.
- En aplicaciones de control y monitoración es esencial considerar lo que puede acontecer cuando falle cualquier parte del sistema.
- Es recomendable el uso de FILTROS RC (47 Ω y 100 nF, serie) en bobinas de contactoras, solenoides, etc.

Conexiones Eléctricas

La figura abajo muestra las conexiones eléctricas necesarias. Los terminales 1, 2 y 3 son dedicados a la conexión del sensor. Cuando Pt100 2 hilos los terminales 2 y 3 deben ser interligados.

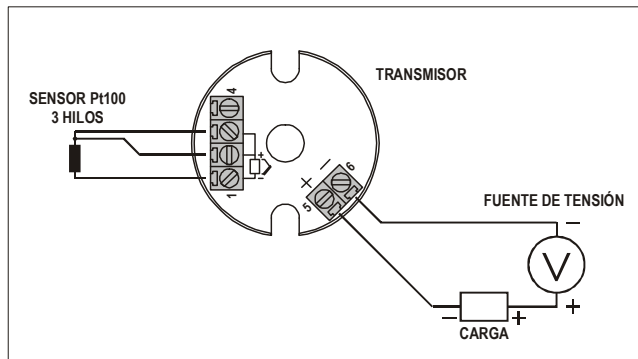


Figura 04 - Conexiones eléctricas del transmisor - Pt100

Donde **CARGA** representa el aparato medidor de corriente (indicador, controlador, registrador, etc.).

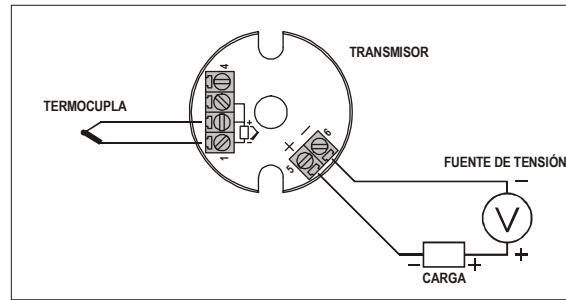


Figura 5 - Conexiones eléctricas del transmisor - Termocoupla

Donde **CARGA** representa el aparato medidor de corriente 4-20 mA (indicador, controlador, registrador, etc.).

OPERACIÓN

El transmisor viene de fábrica perfectamente calibrado con sensores padronizados, que no necesitan ningún ajuste por parte del usuario.

Cuando necesario, pequeñas correcciones en la señal de salida pueden ser hechas directamente en el transmisor. Para tanto se debe manualmente **interconectar** los bornes 1 y 4 del transmisor. Después de el tiempo de **dos** segundos de la interconexión hecha, la corriente de salida empieza a aumentar hasta 0,80 mA arriba de el valor inicial. En seguida cae rápidamente para 0,80 mA abajo de el valor inicial, empezando nueva subida. El usuario debe monitorear la corriente de salida y deshacer la interconexión cuando alcance el valor deseado.

El offset del sensor puede ser modificado también a través del software TxConfig. El Cable TxConfig puede ser conectado al transmisor, mismo com este conectado al proceso y operando. Ver Figura 03 y campo **Corrección de Cero** en la pantalla principal del software TxConfig.

El usuario debe elegir sensor y rango más adecuados a su proceso. El rango elegido no debe ultrapasar el rango máximo de medición definido para el sensor y no debe ser menor que el rango mínimo para este mismo sensor.

Es importante observar que la precisión del transmisor es siempre basada en el rango máximo del sensor utilizado, mismo cuando un rango intermediario sea configurado. Ejemplo:

El sensor Pt100 tiene rango máximo de -200 a $+650$ °C y precisión total de 0,2 %.

Luego podremos tener un error de hasta 1,7 °C (0,2 % de 850 °C)

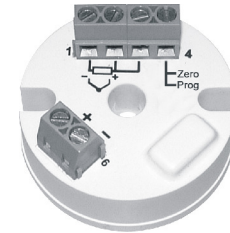
Este error es posible en un rango amplio con el máximo (-200 a 650 °C) o en un rango más estrecho definido por el usuario con 0 a 100 °C.

Nota: Cuando efectuadas afericiones en el transmisor, observar si la corriente de excitación de Pt100 exigida por el calibrador utilizado es compatible con la corriente de excitación de Pt100 usada em el indicador: 0.17 mA.

TRANSMISOR DE TEMPERATURA

TxBlock

MANUAL DE OPERACIÓN - V1.3x



NOVUS
WWW.NOVUSAUTOMATION.COM

GARANTÍA

El fabricante asegura al comprador de sus equipamientos, identificados por la boleta fiscal de compra, una garantía de doce meses, en los siguientes términos:

El período de garantía se inicia a partir de la fecha de emisión de la Boleta Fiscal.

1. Dentro del período de garantía, mano de obra y componentes aplicados en reparaciones de defectos ocurridos en uso normal, serán gratuitos.
2. Para las eventuales reparaciones, enviar el equipo, conjuntamente con las boletas fiscales de remesa para reparación, para la dirección del fabricante. Gastos y riesgos de transporte, ida y vuelta, correrán por cuenta del comprador.

Incluso en el período de garantía serán cobrados las reparaciones de defectos causados por choques mecánicos o exposición del equipo a condiciones inadecuadas de temperatura y humedad.

INTRODUCCIÓN

El TxBlock es un transmisor de temperatura tipo 4-20 mA a dos hilos, para montaje en cabezales. Permite al usuario configurar fácilmente el sensor y el rango de medición de temperatura que serán utilizados en el proceso. La corriente de salida tiene comportamiento lineal en relación a la temperatura medida por el sensor seleccionado.

ESPECIFICACIONES

Entrada de sensor: Configurable. Los sensores aceptados están listados en la Tabla 1, con los respectivos rangos máximos de medida.

Termocuplas: Tipos J, K, R, S, T, N y E, conforme IEC 60584 (ITS-90).
Impedancia >> 1 MΩ

Pt100: Tipo tres hilos, Excitación de 0.17 mA, $\alpha = 0.00385$, conforme IEC 60751(ITS-90).
Para Pt100 dos hilos, interligar terminales 2 y 3.

Tensión: 0 a 50 mVdc. Impedancia >> 1 MΩ

Tipo de Sensor	Rango Máximo de Medición	Rango Mínimo de Medición de:
Termopar K	0 a 1370 °C	100 °C
Termopar J	0 a 760 °C	100 °C
Termopar R	0 a 1760 °C	400 °C
Termopar S	0 a 1760 °C	400 °C
Termopar T	0 a 400 °C	100 °C
Termopar N	0 a 1300 °C	100 °C
Termopar E	0 a 720 °C	100 °C
Pt100	-200 a 650 °C	40 °C
Tensão	0 a 50 mV	5 mV

Tabla 1 – Sensores aceptados por el transmisor

Salida: Corriente de 4-20 mA, tipo 2 hilos; lineal en relación a la temperatura medida por el sensor seleccionado.

Precisión Total: Error máximo 0,3 % de la banda máxima para termocuplas, 0,2 % de la banda máxima para Pt100 y tensión;

Tiempo de Respuesta: <100 ms

Salida: Corriente de 4-20 mA, tipo 2 hilos; lineal en relación a la temperatura medida por el sensor seleccionado.

Resolución: 0,004 mA (12 bits)

Alimentación: 12 a 35 Vdc, tensión sobre el transmisor;

Carga Máxima (RL): $RL (máx.) = (Vdc - 12) / 0,02 [\Omega]$
Donde: Vdc= Tensión de Alimentación

Temperatura de Operación: -40 a 85 °C

Humedad Ambiente: 0 a 90 % UR

Compatibilidad Electromagnética: EN 50081-2, EN 50082-2

No presenta aislamiento eléctrico entre entrada y salida.

Protección interna contra inversión de la polaridad de la alimentación.

Compensación interna de junta fría para termocuplas.

Caja en ABS, diámetro de 44 mm y altura máxima de 25 mm.

CONFIGURACIÓN

Para el modelo ya configurado con sensor y rango adecuados no es necesaria ninguna intervención y su instalación puede ser ejecutada inmediatamente. Cuando una modificación en la configuración es necesaria, ella es realizada en el **software TxConfig** y entonces enviada al transmisor con auxilio del **Cable TxConfig**.

Cable y software TxConfig componen el **Kit de Configuración del Transmisor** que puede ser adquirido de lo fabricante o en sus representantes autorizados. El software puede ser actualizado en el sitio de lo fabricante. Para su instalación, se debe ejecutar el archivo Tx_setup.exe y seguir las instrucciones.

Error de configuración del puerto serie puede ocurrir cuando otros softwares utilizan el mismo puerto serie. Finalize todos los softwares que utilizan el puerto serie especificado para el TxConfig antes de utilizarlo.

El Cable TxConfig tiene 1,5 metro de largo. Una de sus extremidades debe ser conectada al transmisor de acuerdo con Figura 1. La otra extremidad posee conector DB9 hembra, que debe ser conectado al puerto serie disponible en la computadora.

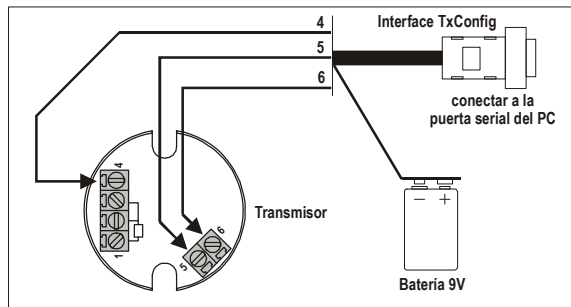


Figura 1 – Conexión del cable conversor al transmisor

Durante la configuración, el transmisor necesita estar alimentado eléctricamente. El propio cable TxConfig provee esta energía, pero esto depende de la computadora utilizada. Para garantizar una constante y perfecta comunicación entre el transmisor y la computadora, se debe providenciar una fuente externa.

Una opción es utilizar una batería de 9 Vdc conectada al borne para batería en la extremidad del cable TxConfig. Otra forma es ejecutar la configuración del transmisor con este conectado al proceso, utilizando la energía de la propia fuente que alimenta este proceso (*loop*). Ver Figura 02.

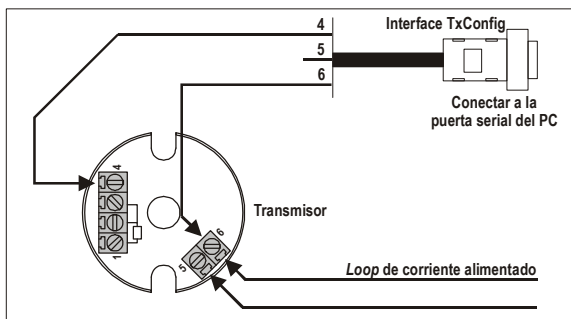


Figura 02 – Conexión del Cable TxConfig – Alimentación pelo loop

Después de estas conexiones el usuario debe ejecutar el software **TxConfig** y, si necesario, utilizar el tópic *Ayuda* para providenciar la configuración del transmisor. La Figura 03 muestra la pantalla principal del software TxConfig.

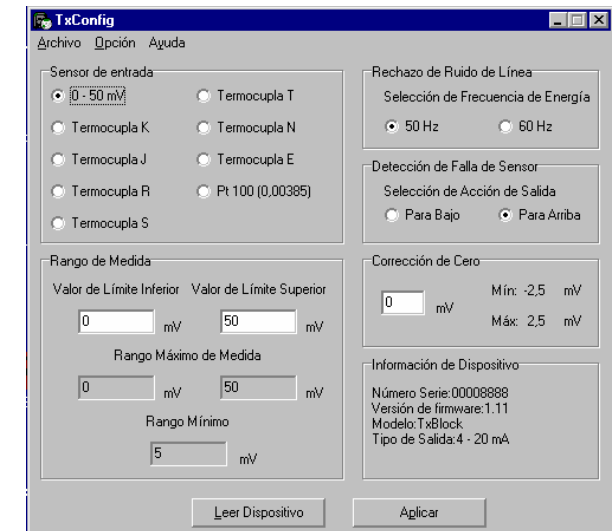


Figura 03 – Pantalla principal del software TxConfig

Los campos de esta pantalla tienen las siguientes finalidades:

- Sensor de Entrada:** Seleccionar el sensor a ser utilizado.
- Rango de medida:** Definir el rango de medida o el rango de operación del transmisor.
Límite Inferior de Rango corresponde a la temperatura deseada para corriente de 4 mA.
Límite Superior de Rango corresponde a la temperatura deseada para corriente de 20 mA.
Cuando el Límite Inferior es definido con valor mayor que el valor del límite Superior, la corriente de salida trabaja de 20 a 4 mA.
Los valores elegidos no pueden ultrapasar el **Rango del Sensor** mostrada en este mismo campo y, también, no puede tener amplitud menor que el valor de **Rango Mínimo** indicado más abajo en este mismo campo. Ver Tabla 1 de este manual.
- Rechazo de Ruido de Línea:** Filtrar las medidas hechas por el transmisor eliminando interferencias venidas de la red eléctrica que alimenta el proceso.
- Detección de Falla de Sensor:** Establecer el comportamiento de la salida frente de problemas presentados por el sensor. Cuando seleccionado **Mínimo** la corriente de salida va para 4 mA (*down-scale*). Cuando seleccionado **Máximo**, va para 20 mA (*up-scale*).
- Corrección de Cero:** Corregir pequeños errores presentados por el transmisor, por ejemplo, cuando da cambio de sensor. Ver ítem Operación en este manual.
- En el campo **Informaciones del Transmisor** constan datos que identifican el transmisor. Estas informaciones deben ser pasadas al fabricante en caso de mantenimiento.
- Leer Dispositivo:** Cuando seleccionado, permite leer la configuración presente en el transmisor conectado.
- Aplicar:** Cuando presionado, permite enviar la configuración hecha al transmisor conectado.

Nota: Si en el pedido de compra el usuario no define una configuración específica, la siguiente configuración será adoptada:

- Sensor Pt100, rango 0 a 100 °C, 0 °C de corrección de cero.
- filtro para 60 Hz y salida en alto para fallas de sensor.



Controlador N2020

CONTROLADOR DE TEMPERATURA - MANUAL DE INSTRUCCIONES – V1.0x C

ALERTAS DE SEGURIDAD

Los siguientes símbolos son usados en el equipamiento y a lo largo de este manual para llamar la atención del usuario hacia informaciones importantes relacionadas con la seguridad y el uso del equipamiento.

CUIDADO: Lea el manual completamente antes de instalar y operar el equipamiento	CUIDADO O PELIGRO: Riesgo de choque eléctrico

Todas las recomendaciones de seguridad que aparecen en este manual deben ser observadas para asegurar la seguridad personal y prevenir daños al instrumento o sistema. Si el instrumento fuera utilizado de una manera distinta a la especificada en este manual, las protecciones de seguridad del equipamiento pueden no ser eficaces.

INSTALACIÓN / CONEXIONES

El controlador debe ser fijado en panel siguiendo la secuencia de pasos siguiente:

- Hacer un recorte de 93 x 45 mm en el panel;
- Retirar la presilla de fijación del controlador;
- Insertar el controlador en el recorte por el frente del panel;
- Recolocar la presilla en el controlador presionando hasta obtener una firme fijación.

CONEXIONES ELÉCTRICAS

La disposición de los recursos en el panel trasero del controlador es mostrada en la Fig. 01:

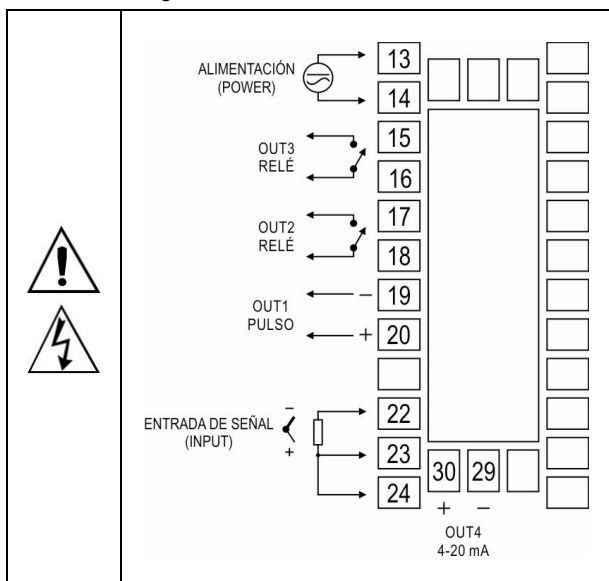


Fig. 01 - Conexiones de las entradas, salidas y alimentación

RECOMENDACIONES PARA A INSTALACIÓN

- Conductores de señales de entrada deben recorrer la planta separados de los conductores de salida y de alimentación, de ser posible en eletrodutos aterrados.
- La alimentación de los instrumentos electrónicos debe venir de una red adecuada para instrumentación.
- Es necesario el uso de FILTROS RC (supresor de ruido) en bobinas de contactores, solenoides, etc.
- En aplicaciones de control es esencial considerar lo que puede ocurrir en caso que cualquier parte del sistema falle. Los dispositivos internos del controlador no garantizan protección total.

RECURSOS

ENTRADA DE SEÑAL (INPUT)

El tipo de entrada a ser utilizado por el controlador es definido en la configuración del equipamiento. La **Tabla 01** presenta las opciones de entrada disponibles para el usuario, de las cuales una debe ser seleccionada durante la configuración del controlador.

TIPO	CÓDIGO	RANGO DE MEDICIÓN
Termocupla J	tc J	Rango: -110 a 950 °C (-166 a 1742 °F)
Termocupla K	tc K	Rango: -150 a 1370 °C (-238 a 2498 °F)
Termocupla T	tc T	Rango: -160 a 400 °C (-256 a 752 °F)
Pt100	Pt	Rango: -200 a 850 °C (-328 a 1562 °F)

Tabla 01 - Tipos de entradas

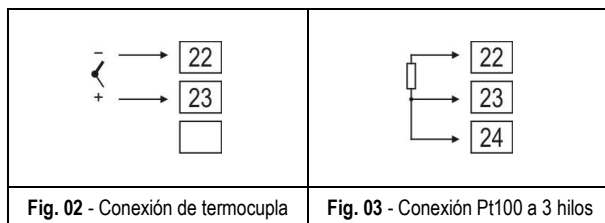


Fig. 02 - Conexión de termocupla

Fig. 03 - Conexión Pt100 a 3 hilos

Notas:

- 1- La especificación de precisión del controlador no considerar el error presentado por el sensor de temperatura utilizado.
- 2- Cables de extensión apropiados deben ser utilizados juntamente con los termopares.
- 3- Para utilizar Pt100 2 hilos es necesario conectar los terminales 23 y 24. El sensor debe ser conectado entre los terminales 22 y 23. Si el sensor posee 4 hilos, uno de los cables debe estar desconectado junto al controlador. Los cables utilizados deben tener siempre la misma sección (misma vitola, calibre).

CANALES DE SALIDA

El controlador posee tres o cuatro canales de salida, de acuerdo con el modelo solicitado. Estos canales son configurados por el usuario para actuar como salidas de control, salidas de alarma, Función LBD o retransmisión de PV o SP.

- SALIDA **OUT1** - Salida tipo pulso de tensión eléctrica, 5 Vcc / 25 mA
Disponible en los terminales 19 y 20 del controlador
- SALIDA **OUT2** - Relé SPST-NA
Disponible en los terminales 17 y 18 del controlador
- SALIDA **OUT3** - Relé SPST-NA
Disponible en los terminales 15 y 16 del controlador
- SALIDA **OUT4** - Salida Analógica:
Corriente Eléctrica, 0-20 mA o 4-20 mA
Pulso de tensión eléctrica, 10 Vcc / 20 mA
Disponible en los terminales 29 y 30 del controlador

SALIDA DE CONTROL

Es el canal de salida que efectivamente actúa sobre el proceso. Salida principal.

SALIDA DE ALARMA

Canales de salida que actúan en la protección y señalización de la condición del proceso.

FUNCIÓN RUN

El parámetro *RUN* (**run**) funciona como una llave general de los canales de salidas del controlador. Habilita tanto canales definidos como salida de control como a los canales definidos como salida de alarma. Con **YES** en este parámetro, las salidas de control y alarma están aptas para operar, activándose y desactivándose de acuerdo con las determinaciones del controlador. Con **NO**, todas las salidas permanecen desconectadas, independientemente de las necesidades del proceso. En esta condición, el display del controlador pasa a presentar el mensaje **STOP** alternadamente con el valor de temperatura medida (PV).

Esta función también puede ser obtenida a través de la tecla **F**, cuando estuviera configurada para operar de este modo.


MODO DE CONTROL AUTOMÁTICO

El controlador puede actuar en dos modos de operación diferentes: Modo **Automático** o modo **Manual**.

En modo automático, el controlador es quien determina el comportamiento de la salida de control para llevar el proceso hasta el valor definido en SP. Determina cuanto tiempo la salida de control permanece activada y cuanto tiempo permanece desactivada, dosificando la cantidad de energía que es aplicada al proceso. En lenguaje técnico: determina el valor de MV (Variable Manipulada, en Ingles). Ese es el modo normal de funcionamiento del controlador.

El parámetro "**Ctrl**" define el modo de control a ser adoptado:

- Auto** para control automático
- MAN** para control manual

Esta funcionalidad de cambio entre modo automático y manual también puede ser obtenida a través de la tecla , cuando estuviera configurada para operar de este modo.

El período de tiempo (tiempo de ciclo PWM) es definido en el parámetro Cycle time (**CL**). En éste, un intervalo de tiempo, **en segundos**, es definido y sirve de referencia para la determinación de MV.

Como ejemplo: para un intervalo de tiempo de 10 segundos (**CL= 10**), una MV de 20 % significa salida activada por 2 segundos y desactivada por 8 segundos. Dosificando así la cantidad de energía aplicada al proceso.

MODO DE CONTROL MANUAL

El modo manual es el usuario quien determina el comportamiento de la salida de control. El usuario define el valor de MV y ese valor no sufre ninguna interferencia del controlador.

En el cambio de modo automático a manual, el valor adoptado para MV será el último valor definido automáticamente por el controlador. Es la llamada "transferencia **bumpless**".

CONTROL ON-OFF / CONTROL PID

En modo automático, actúa con control ON-OFF de histéresis ajustable ó con control PID con el recurso de sintonía automática.

SALIDA DE ALARMA

El controlador posee dos alarmas que pueden ser direccionadas hacia cualquiera de los canales de salida. Estas alarmas pueden ser configuradas para operar las diferentes funciones descritas en la **Tabla 02**.

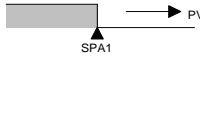
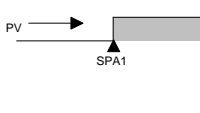
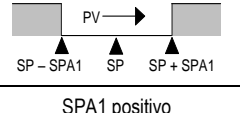
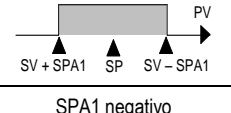
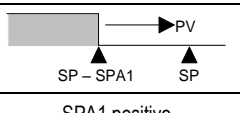
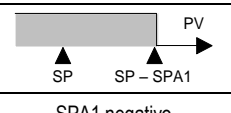
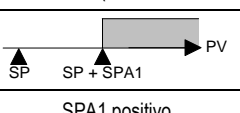
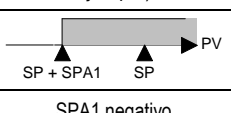
oFF	Alarma desactivada.	
Lo	Alarma de Valor Mínimo Absoluto. Se activa cuando el valor de PV (temperatura) está abajo del valor definido por el Setpoint de alarma (SPA1 o SPA2).	
HI	Alarma de Valor Máximo Absoluto. Se activa cuando el valor de PV está encima del valor definido por el Setpoint de alarma.	
dIF	Alarma de Valor Diferencial. En esta función los parámetros " SPA1 " y " SPA2 " representan errores (diferencia) entre PV y SP de CONTROL.	
		
dIFL	Alarma de Valor Diferencial Mínimo. Dispara cuando el valor de PV está abajo del punto definido por SP-SPA1 (utilizando alarma 1 como ejemplo).	
		
dIFH	Alarma de Valor Diferencial Máximo. Dispara cuando el valor de PV está encima del punto definido por SP+SPA1 (utilizando alarma 1 como ejemplo):	
		
iErr	Alarmas de Sensor Abierto (Sensor <i>Break Alarm</i>). Actúa cuando la Entrada presenta problemas como sensor roto, mal conectado, etc.	
rS	Alarmas de Segmento de programa. Actúa cuando un determinado segmento del programa de rampas y mesetas es alcanzado. El respectivo segmento es definido en la elaboración del programa de rampas y mesetas.	

Tabla 02 – Funciones de alarma

Nota: Las figuras también son válidas para la Alarma 2 (SPA2).

BLOQUEO INICIAL DE ALARMA

La opción de **bloqueo inicial** inhibe el accionamiento de alarma en el caso que exista una condición de alarma en el proceso al momento en que el controlador se enciende. La alarma solamente es habilitada luego que el proceso pase por una condición de no-alarma.

El bloqueo inicial es útil, por ejemplo, cuando una de las alarmas está configurada como alarma de valor mínimo, lo que puede causar el accionamiento de la alarma en la partida del proceso; comportamiento muchas veces indeseado.

El bloqueo inicial no es válido para la función **iErr** (Sensor Abierto).

RETRANSMISIÓN ANALÓGICA DE LA PV Y SP

La salida analógica, **OUT4**, si disponible, puede realizar la retransmisión de los valores de PV o SP en señal de 0-20 mA o 4-20 mA. La retransmisión analógica es escalable, o sea, tiene los límites mínimo y máximo, que definen el rango de salida, definidos en los parámetros "**rELL**" y "**rEHL**".

Para obtener una retransmisión en tensión el usuario debe instalar un resistor *shunt* (500 Ω máx.) en los terminales de la salida analógica. El valor de este resistor depende del rango de tensión deseado.

FUNCIÓN LBD – LOOP BREAK DETECTION

El parámetro **LbdL** define un intervalo de tiempo máximo, en minutos, para que PV reaccione al comando de la salida de control. Si PV no reacciona minimamente y adecuadamente a lo largo de este intervalo, el controlador señala en su display la ocurrencia del evento LBD, que indica problemas en el lazo (*loop*) de control.

El evento LBD es direccionado hacia uno de los canales de salida del controlador. Para esto, basta configurar el canal de salida deseado con la función **Ldb** que, en la ocurrencia de este evento, es accionada.

Con valor 0 (cero) esta función queda deshabilitada.

Esta función permite al usuario detectar problemas en la instalación, como por ejemplo, actuador con defecto, falla en la alimentación eléctrica de la carga, etc.

FUNCIÓN SALIDA SEGURA ANTE FALLA DEL SENSOR

Función que coloca la salida de control en una condición segura para el proceso cuando un error en la entrada de sensor es identificado.

Con una falla identificada en el sensor, el controlador determina para la salida de control el valor porcentual definido en el parámetro **IEou**. El controlador permanecerá en esta condición hasta que la falla en el sensor desaparezca. Em modo ON/OFF los valores para **IEou** son sólo 0 o 100 %. Con control en modo PID cualquier valor entre 0 y 100 % es aceptado.

OFFSET

Recurso que posibilita al usuario realizar pequeños ajustes en la indicación de PV. Permite corregir errores de MEDICIÓN que aparecen, por ejemplo, en la sustitución del sensor de temperatura.

PROGRAMA DE RAMPAS Y MESETAS

El controlador permite la elaboración de un programa de rampas y mesetas de temperatura. Ese programa es creado a partir de la definición de valores de SP e intervalos de tiempo, definiendo hasta nueve (9) **segmentos de programa**. La figura abajo muestra un modelo de programa con 9 segmentos:

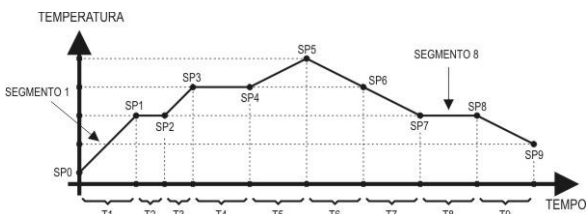


Fig. 04 - Ejemplo de un programa de rampas y mesetas

El programa creado queda almacenado permanentemente en la memoria del controlador. Puede ser modificado libremente, ejecutado siempre que fuera necesario y repetido cuantas veces se necesite.

Para la ejecución de un programa:

- 1- Desactivar las salidas (**run= no**);
- 2- Habilitar ejecución del parámetro **EPF= YES**;
- 3- Disparar inicio activando las salidas: (**run= YES**).

Una vez iniciada la ejecución de un programa, el controlador pasa a generar automáticamente los valores de SP definidos para cada segmento del programa. El ajuste de SP en la pantalla de indicación se bloquea.

Función Tolerancia de Programa - Ptol

La función tolerancia de programa "**Ptol**" define el límite de error máximo entre los valores de PV y SP durante la ejecución del programa. Si este límite es excedido, el conteo de tiempo del segmento (Pt1...Pt9) es interrumpido hasta que el error quede dentro de la tolerancia establecida. Con un valor >0, el usuario indica en su programa que debe ser dada prioridad a PV en relación a los valores de tiempo determinados.

Si se programa cero en la tolerancia (**Ptol= 0**), el controlador ejecuta el programa definido sin considerar eventuales desvíos entre PV y SP. Así el usuario define que la prioridad sea dada al tiempo de ejecución del programa.

Programas con pocos Segmentos

Para la ejecución de un programa con menor número de segmentos, basta programar 0 (cero) para el intervalo de tiempo del segmento que sigue al último segmento de programa deseado.

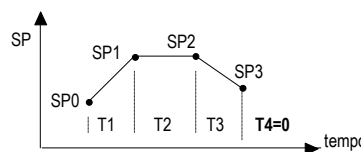


Fig. 05 - Ejemplo de programa con sólo 3 segmentos

Repeticiones Sucesivas de un Programa

El programa elaborado puede ser repetido varias veces, siempre reiniciando inmediatamente al final de cada ejecución.

El parámetro **rPEP** (rePeat Program) en el ciclo de Programas configura el número de veces que el programa debe ser **REPETIDO**. Determina el número de ejecuciones además de la ejecución inicial.

Con 0, el programa es ejecutado una única vez. No será repetido.

Importante: Luego de la última ejecución del program todas las salidas del controlador son desactivadas y el parámetro **RUN** pasa a condición **OFF**.

OPERACIÓN

El panel frontal del controlador, con sus elementos, puede ser visto en la Fig. 06:

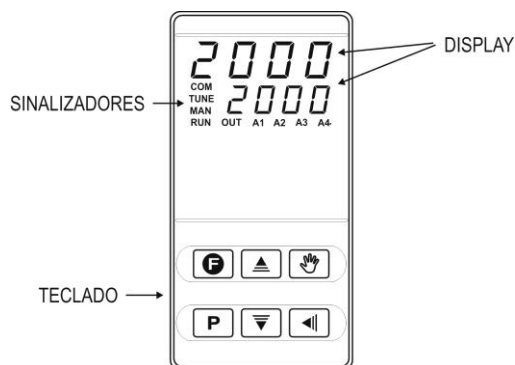


Fig. 06 - Identificación de las partes del panel frontal

Display: presenta la variable medida, símbolos de los parámetros de configuración y sus respectivos valores/condiciones.

Señalizador TUNE: encendido cuando el controlador está en proceso de sintonía.

Señalizador OUT: señala el estado instantaneo de salida(s) de control.

Señalizadores A1 y A2: señalan la ocurrencia de una condición de alarma.

Tecla P: Tecla utilizada para avanzar a los sucesivos parámetros y ciclos de parámetros.

▲ Tecla de incremento y ▼ Tecla de Decremento: Estas teclas permiten alterar os valores/condiciones de los parámetros.

Tecla ◀: Tecla utilizada para retroceder parámetros durante la configuración.

INICIALIZACIÓN

Al ser energizado, el controlador presenta durante los primeros 3 segundos el número de su versión de *software* presente. Luego pasa a presentar en el display superior el valor de la variable de proceso (PV) medido (temperatura). En el display inferior es presentado el valor de SP. Esta es la **Pantalla de Indicación**.

Para operar en un proceso, el controlador necesita ser configurado previamente. La configuración consiste en la definición de cada uno de los diversos parámetros presentados. El usuario debe entender la importancia de cada parámetro y, para cada uno, determinar una condición válida o un valor válido.

Los parámetros de configuración estan reunidos en grupos de afinidades, llamados ciclos de parámetros. Los 6 ciclos de parámetros son:

Operación / Sintonía / Programa / Alarmas / Entrada / Calibración

La tecla **P** da acceso a los ciclos y a los parámetros de estos ciclos:

Manteniendo presionada tecla **P**, cada 2 segundos el controlador salta de un ciclo a otro, presentando el primer parámetro de cada ciclo:

PV > R_{tun} > P_{tol} > F_{ur} I > t_{YPE} > P_{ASS} > PV ...

Para entrar en el ciclo deseado, basta soltar la tecla **P** cuando su primer parámetro es presentado. Para avanzar sobre los parámetros de este ciclo, utilizar la tecla **P** con toques cortos. Para retroceder parámetros, utilizar la tecla **◀**.

Cada parámetro tiene su símbolo presentado en el display superior mientras su respectivo valor/condición es presentado en el display inferior.

En función de la Protección de la Configuración adoptada, el parámetro **PASS** es presentado como primer parámetro del ciclo donde se inicia la protección. Ver capítulo **Protección de Configuración**.

DESCRIPCIONES DE LOS PARÁMETROS

CICLO DE OPERACIÓN

PV + SP	Pantalla Indicación de PV. En el display superior (rojo) el valor de la temperatura medida (PV) es presentado. En el display inferior (verde), es mostrado el valor de Setpoint (SP) de control.
Ctrl <i>Control</i>	Modo de operación: R_{uto} - en modo automático. M_{an} - en modo manual.
PV + MV	Valor de MV - Presenta en el visor superior el valor de la PV y en el visor inferior el valor porcentual aplicado a la salida de control (MV). En modo de control automático, el valor de MV sólo puede ser visualizado. En modo de control manual, el valor de MV puede ser alterado por el usuario. Para diferenciar esta pantalla de la pantalla de SP, el valor de MV titila constantemente.

E Pr <i>Enable Program</i>	Ejecución de Programa – Determina la ejecución del programa de rampas y mesetas. no - no ejecuta programa YES - ejecuta programa Con salidas habilitadas (run= YES), el programa seleccionado entra en ejecución inmediatamente.
run	Función RUN. Habilita las salidas de control y alarmas. YES - Salidas habilitadas. no - Salidas no habilitadas.

CICLO DE SINTONÍA

R_{tun} <i>Auto-tune</i>	AUTO-TUNE: Habilita la sintonía automática de los parámetros PID (P_b, I_r, d_t). Consultar el capítulo Determinación de los Parámetros PID en este manual y en el website www.novusautomation.com para más detalles. OFF - Sintonía automática apagada FAST - Ejecutar la sintonía en modo rápido FULL - Ejecutar la sintonía en modo preciso
P_b <i>Proporciona Band</i>	Banda Proporcional - Valor del término P del modo de control PID, en porcentual del rango máximo del tipo de entrada. Configurable entre 0 y 500.0 %. Valor en 0.0 (cero), determina modo de control ON/OFF.
I_r <i>Integral Rate</i>	Tasa Integral - Valor del término I del modo de control PID, en repeticiones por minuto (Reset). Configurable entre 0 y 99.99. Presentado sólo si la banda proporcional ≠ 0.
d_t <i>Derivative Time</i>	Tiempo Derivativo - Valor del término D del modo de control PID. Configurable entre 0 y 300.0 segundos. Presentado sólo si la banda proporcional ≠ 0.
t_c <i>Cycle Time</i>	Tiempo del Ciclo PWM - Valor en segundos del periodo del ciclo PWM del control PID. Configurable entre 0.5 y 100.0 segundos. Presentado sólo si la banda proporcional ≠ 0.
H_{YS}t <i>Hysteresis</i>	Histéresis de control - Valor de la histéresis para control ON/OFF. Configurable entre 0 y el ancho de rango de MEDICIÓN del tipo de entrada seleccionado.
R_{CT} <i>Action</i>	Lógica de Control: rE Control con Acción Reversa . Propicia para calentamiento . Conecta salida de control cuando PV está abajo de SP. d I_r Control con Acción Directa . Propicia para refrigeración . Conecta salida de control cuando PV está encima de SP.
S_{FS}t <i>Softstart</i>	Función SoftStart – Intervalo de tiempo, en segundos, durante el cual el controlador limita la velocidad de subida de la salida de control (MV). De 0 a 9999 s. Valor cero (0) deshabilita la función Softstart.
Out 1 Out 2 Out 3	Modo de operación de los canales de salidas OUT1, OUT2 y OUT3: oFF No utilizada. Ctrl Actúa como salida de control digital. A 1 Actúa como salida de alarma 1. A 2 Actúa como salida de alarma 2. Lbd Actúa como salida para a función LBD.

Out4	<p>Modo de operación del canal de salida OUT4:</p> <p>oFF No utilizada.</p> <p>CtRL Salida de control digital (0 o 20 mA)</p> <p>R1 Salida de alarma 1.(0 o 20 mA)</p> <p>R2 Salida de alarma 2.(0 o 20 mA)</p> <p>Lbd Actúa como salida para la función LB</p> <p>C020 Salida de Control Analógica 0-20 mA</p> <p>C420 Salida de Control Analógica 4-20 mA</p> <p>P020 Retransmisión de PV 0-20 mA</p> <p>P420 Retransmisión de PV 4-20 mA</p> <p>S020 Retransmisión de SP 0-20 mA</p> <p>S420 Retransmisión de SP 4-20 mA</p>
-------------	--

CICLO DE PROGRAMAS



PtoL <i>Program Tolerance</i>	<p>Desvío máximo admitido entre la PV y SP. Si excedido, el programa es suspendido (para de contar el tiempo) hasta que el desvío quede dentro desta tolerancia. El valor 0 (cero) deshabilita la función.</p>
PSP0 PSP9 <i>Program SP</i>	<p>SP's de Programa, 0 a 9: Conjunto de 10 valores de SP que definen los diversos segmentos del programa de rampas y mesetas.</p>
Pt1 Pt9 <i>Program Time</i>	<p>Intervalos de tiempo de los segmentos del programa. Define el tiempo de duración, en minutos, de cada uno de los 9 segmentos de programa. Configurable entre 0 y 9999 minutos.</p>
PE1 PE9 <i>Program event</i>	<p>Alarma de Segmento de programa (Alarma de Evento). Parámetros que definen si la alarma debe ser accionada durante la ejecución de un determinado segmento de programa:</p> <p>OFF no accionar alarma en este segmento.</p> <p>A1 Accionar alarma 1 cuando el programa alcance este segmento.</p> <p>A2 Accionar alarma 2 cuando el programa alcance este segmento.</p> <p>A1A2 Accionar alarmas 1 y 2 Cuando programa alcance este segmento.</p> <p>Las alarmas adoptadas deven además ser configuradas con la función Alarma de Evento "r5".</p>
rPLP <i>Repeat Program</i>	<p>Determina el número de veces que un programa debe ser REPETIDO además de la ejecución inicial. Configurable entre 0 y 9999 veces. Luego de la última ejecución todas las salidas del controlador son desconectadas (RUN=OFF).</p>

CICLO DE ALARMAS

FuR1 FuR2 <i>Function Alarm</i>	<p>Funciones de Alarma. Define las funciones de las alarmas entre las opciones de la Tabla 02.</p>
SPR1 SPR2	<p>SP de Alarma: Valor que define el punto de actuación de las alarmas. Para las alarmas programadas con las funciones de tipo Diferencial, estos parámetros definn desvíos.</p>
bLR1 bLR2 <i>Blocking Alarm</i>	<p>Bloqueo inicial de Alarmas.</p> <p>YES habilita bloqueo inicial</p> <p>no inhibe bloqueo inicial</p>
HYR1 HYR2 <i>Hysteresis of Alarm</i>	<p>Histéresis de Alarma. Define la diferencia entre el valor de PV en que la alarma se activa y el valor en que se desactiva.</p>

FLsh Flash	<p>Permite señalar la ocurrencia de condiciones de alarma haciendo titilar la indicación de PV en la pantalla de indicación.</p> <p>YES habilita señalización de alarma titilando PV.</p> <p>no No habilita señalización de alarma titilando PV.</p>
----------------------	--

CICLO DE ENTRADA

TYPE <i>Type</i>	<p>Tipo de Entrada. Selección del tipo de entrada utilizado por el controlador. Consultar la Tabla 01.</p>
FLtr <i>Filter</i>	<p>Filtro Digital de Entrada - Utilizado para mejorar la estabilidad de señal medida (PV). Configurable entre 0 y 20. En 0 (cero) significa filtro apagado y 20 significa filtro máximo. Cuanto mayor el filtro, más lenta es la respuesta de valor medido.</p>
dPPo <i>Decimal Point</i>	<p>Determina la posición del punto decimal.</p>
un i t <i>Unit</i>	<p>Define la unidad de temperatura a ser utilizada:</p> <p>C - indicación en Celsius.</p> <p>F - indicación en Fahrenheit.</p>
OFFS <i>Offset</i>	<p>Parámetro que permite al usuario hacer correcciones en el valor de PV indicado.</p>
SPLL <i>SP Low Limit</i>	<p>Define el límite inferior para ajuste de SP. Para el tipo de entrada 0-50 mV, este parámetro define el límite inferior de la escala de indicación de esta entrada.</p>
SPHL <i>SP High Limit</i>	<p>Define el límite superior para ajuste de SP.</p>
IEou	<p>Valor porcentual a ser aplicado a la salida en caso de ocurrir una falla en el sensor conectado a la entrada del controlador.</p>
Lbdt <i>Loop break detection time</i>	<p>Intervalo de tiempo de la función LBD. Intervalo de tiempo máximo para la reacción de PV a comandos de salida del control. En minutos.</p>
FEn <i>F Enable</i>	<p>Habilita la utilización de la tecla F para ejecutar la función RUN.</p> <p>YES Habilita la tecla F al ejecutar la función RUN.</p> <p>no No habilita.</p>
MEn <i>M Enable</i>	<p>Habilita la utilización de la tecla  para alterar el modo de control entre Automático y Manual.</p> <p>YES Habilita tecla .</p> <p>no No habilita.</p>

CICLO DE CALIBRACIÓN

Todos los tipos de entrada son calibrados en fábrica. De ser necesaria una recalibración, esta debe ser realizada por un profesional especializado. Si este ciclo fuera accedado accidentalmente, no hacer alteraciones en sus parámetros.

PASS	<p><u>Password</u>. Entrada de la Contraseña de Acceso. Este parámetro es presentado antes de los ciclos protegidos. Ver tópico Protección de la Configuración.</p>
CAL Ib	<p><u>Calibration</u>. Habilita la posibilidad de calibración del controlador. Cuando no habilitada la calibración, los parámetros relacionados son ocultados.</p>
InLC	<p><u>Input Low Calibration</u>. Declaración de señal de calibración de inicio del rango aplicado en la entrada analógica.</p>
InHC	<p><u>Input High Calibration</u>. Declaración de señal de calibración de fin del rango aplicado en la entrada analógica.</p>
OutLC <i>Output Low Calibration</i>	<p>Calibración de la salida analógica. Declaración del valor inferior presente en la salida analógica.</p>

OHHC Output High Calibration	Calibración de la salida analógica. Declaración del valor superior presente en la salida analógica.
rStr	<u>Restore</u> . Rescata las calibraciones de fábrica de entrada, descartando toda y cualquier alteración realizada por el usuario.
CJ	<u>Cold Junction</u> . Temperatura de junta fría del controlador.
PRSC	<u>Password Change</u> . Permite definir una nueva contraseña de acceso, siempre diferente de cero.
Prot	<u>Protection</u> . Establece el Nivel de Protección. Ver Tabla 03 .

PROTECCIÓN DE CONFIGURACIÓN

El controlador permite la protección de la configuración elaborada por el usuario, impidiendo alteraciones indebidas. El parámetro **Protección (Prot)**, en el ciclo de Calibración, determina el nivel de protección a ser adoptado, limitando el acceso a los ciclos, según la tabla abajo.

Nivel de protección	Ciclos protegidos
1	Sólo el ciclo de Calibración es protegido.
2	Los ciclos de Entrada y Calibración están protegidos.
3	Los ciclos de Alarmas, Entrada y Calibración están protegidos.
4	Los ciclos de Programa, Alarmas, Entrada y Calibración están protegidos.
5	Los ciclos de Sintonía, Programa, Alarmas, Entrada y Calibración están protegidos.
6	Todos los ciclos son protegidos, excepto el parámetro SP en el ciclo de Operación.
7	Todos los ciclos están protegidos, inclusive SP.

Tabla 03 – Niveles de Protección de la Configuración

CONTRASEÑA DE ACCESO

Los ciclos protegidos, cuando son accesados, solicitan al usuario la **Contraseña de Acceso** que, siendo correctamente ingresada, da permiso para alteraciones en la configuración de los parámetros de estos ciclos. La contraseña de acceso es ingresada en el parámetro **PRSS** que es mostrado al principio de los ciclos protegidos. Sin la contraseña de acceso, los parámetros de los ciclos protegidos pueden ser sólo visualizados.

La contraseña de acceso es definida por el usuario en el parámetro Password Change (**PRSC**), presente en el ciclo de Calibración. **Los controladores salen de fábrica con la contraseña de acceso definida como 1111.**

PROTECCIÓN DE LA CONTRASEÑA DE ACCESO

El controlador prevé un sistema de seguridad que ayuda a prevenir la entrada de innumerables señas en la tentativa de acertar la contraseña correcta. Una vez identificada la entrada de 5 señas inválidas consecutivas, o controlador deja de aceptar señas durante 10 minutos.

CONTRASEÑA MESTRA

Ante el eventual olvido de la contraseña de acceso, el usuario puede utilizar el recurso de la Contraseña Maestra. Al ingresar esta contraseña se da acceso con posibilidad de alteración del parámetro Password Change (**PRSC**) permitiendo al usuario la definición de una nueva contraseña de acceso para el controlador.

La contraseña maestra está compuesta por los tres últimos dígitos del número de serie del controlador **sumados** al número 9000.

Como ejemplo, para el equipamiento con número de serie 07154321, la contraseña maestra es 9321.

El número de serie del controlador puede ser obtenido presionando **◀** por 5 segundos.

DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS PID

La sintonía automática permite al controlador obtener los parámetros P.I.D (banda proporcional, tasa de integral, tiempo derivativo).

Durante la sintonía automática el proceso es controlado en modo ON/OFF en el setpoint (SP) programado. La autosintonía puede llevar varios minutos para ser concluida en algunos procesos. El procedimiento recomendado para su ejecución es:

- Desactivar las salidas (RUN= NO).
- Ajustar el valor de SP deseado para el proceso.
- Habilitar la sintonía automática (ATUN= FAST o FULL)
- Activar las salidas (RUN= YES)

La opción FAST ejecuta la sintonía en un tiempo mínimo posible mientras que la opción FULL prioriza una sintonía más precisa.

Durante la sintonía automática el señalizador TUNE permanece encendido en el frente del controlador. El usuario debe aguardar el final de la sintonía para entonces utilizar el controlador.

Durante la ejecución de la sintonía automática, oscilaciones de PV pueden ser inducidas en el proceso en torno del *setpoint*.

Si la sintonía no resultara en un control satisfactorio, la **Tabla 04** presenta orientaciones en como corregir el comportamiento del proceso.

PARÁMETRO	PROBLEMA VERIFICADO	SOLUCIÓN
Banda Proporcional	Respuesta lenta	Disminuir
	Gran oscilación	Aumentar
Tasa de Integración	Respuesta lenta	Aumentar
	Gran oscilación	Disminuir
Tiempo Derivativo	Respuesta lenta o inestabilidad	Disminuir
	Gran oscilación	Aumentar

Tabla 04 - Orientación para ajuste manual de los parámetros PID

Consultar website www.novusautomation.com para más detalles.

MANTENIMIENTO

PROBLEMAS CON EL CONTROLADOR

Errores de conexionado y programación inadecuada representan la mayoría de los problemas presentados en la utilización del controlador. Una revisión final puede evitar pérdidas de tiempo y perjuicios.

El controlador presenta algunos mensajes que tienen el objetivo de auxiliar al usuario en la identificación del problemas.

MENSAJE	DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA
---	Entrada abierta. Sin sensor o señal.
Err 1 Err 6	Problemas de conexión y/o configuración. Revisar las conexiones y la configuración.

Otros mensajes de error mostrados por el controlador representan daños internos que implican necesariamente el envío del equipamiento para su reparación.

CALIBRACIÓN DE LA ENTRADA

Consultar website www.novusautomation.com para más detalles.

IDENTIFICACIÓN

N2020 - PRR	Versión básica. Tres salidas OUT1= pulso / OUT2= relé / OUT3= relé
N2020 - PRRA	Cuatro salidas OUT1= pulso / OUT2= relé / OUT3= relé OUT4= salida analógica 0-20 / 4-20 mA

ESPECIFICACIONES

DIMENSIONES: 48 x 96 x 92 mm (1/16 DIN)

Peso Aproximado: 180 g

ALIMENTACIÓN: 100 a 240 Vca ($\pm 10\%$), 50/60 Hz

..... 48 a 240 Vcc ($\pm 10\%$)

Consumo máximo: 6 VA

CONDICIONES AMBIENTALES:

Temperatura de Operación: 0 a 50 °C

Humedad Relativa: 80 % @ 30 °C

Para temperaturas mayores que 30 °C, disminuir 3 % por °C

Uso interno; Categoría de instalación II, Grado de polución 2; altitud < 2000 metros

ENTRADA Termocuplas **J; K; T** y **Pt100** (según **Tabla 01**)

Resolución Interna: 32767 niveles (15 bits)

Resolución del Display: 12000 niveles (de -1999 hasta 9999)

Tasa de lectura de la entrada: hasta 20 por segundo

Precisión: Termocuplas **J, K, T**: 0,25 % de *span* ± 1 °C

..... Pt100: 0,2 % de *span*

Impedancia de entrada: Pt100 y termocuplas: > 10 M Ω

Medición de Pt100: Tipo 3 hilos, ($\alpha=0,00385$)

Con compensación de largo de cable, corriente de excitación de 0,170 mA.

SALIDA OUT1: Pulso de tensión, 5 V / 25 mA

SALIDA OUT2: Relé SPST; 1,5 A (Resistiva) / 240 Vca / 30 Vcc

SALIDA OUT3: Relé SPST; 1,5 A (Resistiva) / 240 Vca / 30 Vcc

SALIDA OUT4: 0-20 / 4-20 mA / 500 Ω máx. / 12.000 niveles

GABINETE: IP65, Policarbonato (PC) UL94 V-2

PANEL TRASERO: IP30, ABS+PC UL94 V-0

COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA:

..... EN 61326-1:1997 e EN 61326-1/A1:1998

SEGURIDAD: EN61010-1:1993 e EN61010-1/A2:1995

CONEXIONES PARA TERMINALES TIPO TENEDOR DE 6,3 MM;

CICLO PROGRAMABLE DE PWM DE 0.5 HASTA 100 SEGUNDOS;

INICIA OPERACIÓN DESPUÉS DE 3 SEGUNDOS CONECTADA A LA ALIMENTACIÓN.

(*) Cuando se utilice una termocupla como sensor de temperatura, se debe considerar un tiempo mínimo de 15 minutos para estabilizaciones térmicas.

INFORMACIONES DE SEGURIDAD

Los proyectos de sistemas de control deben tener en cuenta el potencial de falla de cualquiera de sus partes. Este producto no es un dispositivo de seguridad o protección y sus alarmas internas no proveen protección en caso de falla. Dispositivos de seguridad externos deben ser previstos siempre que hubiera riesgos para personas o bienes.

El desempeño y las especificaciones de este producto pueden ser afectados por su ambiente de operación e instalación. Es responsabilidad del usuario garantizar la adecuada puesta a tierra, el blindaje, recorrido de los cables y filtrado de ruidos eléctricos siguiendo las normas locales y las buenas prácticas de instalación y compatibilidad electromagnética.

SOPORTE Y ASISTENCIA TÉCNICA

Este producto no contiene piezas plausibles de reparación. Contacte a nuestro representante local para obtener servicio autorizado. Para soluciones de problemas visite nuestras faq en www.novusautomation.com.

GARANTÍA LIMITADA Y LIMITACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Novus garantiza al comprador de origen que este producto está libre de defectos de materia prima y fabricación bajo uso y servicios normales dentro de 1 (un) año a partir de la fecha de despacho de fábrica o de su canal oficial de ventas hacia el comprador de origen.

La responsabilidad de novus durante el periodo de garantía se restringe al costo de la corrección del defecto presentado por el equipamiento o su sustitución y termina juntamente con el plazo de garantía.

Para informaciones completas sobre garantía y limitaciones de responsabilidad, verificar la sección en nuestro sitio web www.novusautomation.com.

2N2906 2N2906A
2N2907 2N2907A

PNP SILICON TRANSISTOR



TO-18 CASE



www.centrasemi.com

DESCRIPTION:

The CENTRAL SEMICONDUCTOR 2N2906, 2N2907 series types are silicon PNP epitaxial planar transistors designed for small signal, general purpose switching applications.

MARKING: FULL PART NUMBER

MAXIMUM RATINGS: ($T_A=25^\circ\text{C}$)

Collector-Base Voltage
Collector-Emitter Voltage
Emitter-Base Voltage
Continuous Collector Current
Power Dissipation
Power Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)
Operating and Storage Junction Temperature
Thermal Resistance
Thermal Resistance

SYMBOL	2N2906	2N2906A	UNITS
	2N2907	2N2907A	
V_{CB0}	60	60	V
V_{CEO}	40	60	V
V_{EBO}		5.0	V
I_C		600	mA
P_D		400	mW
P_D		1.8	W
T_J, T_{stg}		-65 to +200	$^\circ\text{C}$
θ_{JA}		438	$^\circ\text{C/W}$
θ_{JC}		97	$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: ($T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

SYMBOL	TEST CONDITIONS	2N2906		2N2906A		UNITS
		2N2907		2N2907A		
		MIN	MAX	MIN	MAX	
I_{CBO}	$V_{CB}=50\text{V}$	-	20	-	10	nA
I_{CBO}	$V_{CB}=50\text{V}, T_A=150^\circ\text{C}$	-	20	-	10	μA
I_{CEV}	$V_{CE}=30\text{V}, V_{EB}=0.5\text{V}$	-	50	-	50	nA
BV_{CBO}	$I_C=10\mu\text{A}$	60	-	60	-	V
BV_{CEO}	$I_C=10\text{mA}$	40	-	60	-	V
BV_{EBO}	$I_E=10\mu\text{A}$	5.0	-	5.0	-	V
$V_{CE(SAT)}$	$I_C=150\text{mA}, I_B=15\text{mA}$	-	0.4	-	0.4	V
$V_{CE(SAT)}$	$I_C=500\text{mA}, I_B=50\text{mA}$	-	1.6	-	1.6	V
$V_{BE(SAT)}$	$I_C=150\text{mA}, I_B=15\text{mA}$	-	1.3	-	1.3	V
$V_{BE(SAT)}$	$I_C=500\text{mA}, I_B=50\text{mA}$	-	2.6	-	2.6	V
f_T	$V_{CE}=20\text{V}, I_C=50\text{mA}, f=100\text{MHz}$	200	-	200	-	MHz
C_{ob}	$V_{CB}=10\text{V}, I_E=0, f=1.0\text{MHz}$	-	8.0	-	8.0	pF
C_{ib}	$V_{EB}=2.0\text{V}, I_C=0, f=1.0\text{MHz}$	-	30	-	30	pF
t_{on}	$V_{CC}=30\text{V}, I_C=150\text{mA}, I_{B1}=15\text{mA}$	-	45	-	45	ns
t_{off}	$V_{CC}=6.0\text{V}, I_C=150\text{mA}, I_{B1}=I_{B2}=15\text{mA}$	-	100	-	100	ns

2N2906 2N2906A
2N2907 2N2907A

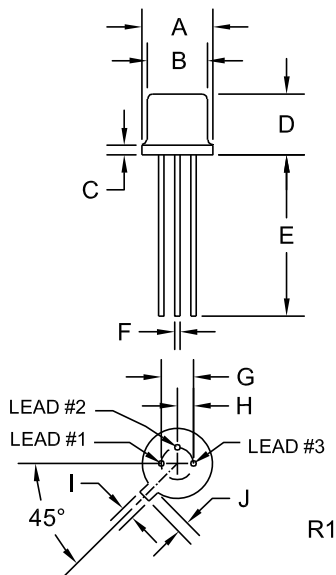
PNP SILICON TRANSISTOR



ELECTRICAL CHARACTERISTICS - Continued: ($T_A=25^\circ\text{C}$)

SYMBOL	TEST CONDITIONS	2N2906 2N2906A		2N2907 2N2907A	
		MIN	MAX	MIN	MAX
hFE	$V_{CE}=10\text{V}$, $I_C=0.1\text{mA}$ (2N2906, 2N2907)	20	-	35	-
hFE	$V_{CE}=10\text{V}$, $I_C=0.1\text{mA}$ (2N2906A, 2N2907A)	40	-	75	-
hFE	$V_{CE}=10\text{V}$, $I_C=1.0\text{mA}$ (2N2906, 2N2907)	25	-	50	-
hFE	$V_{CE}=10\text{V}$, $I_C=1.0\text{mA}$ (2N2906A, 2N2907A)	40	-	100	-
hFE	$V_{CE}=10\text{V}$, $I_C=10\text{mA}$ (2N2906, 2N2907)	35	-	75	-
hFE	$V_{CE}=10\text{V}$, $I_C=10\text{mA}$ (2N2906A, 2N2907A)	40	-	100	-
hFE	$V_{CE}=10\text{V}$, $I_C=150\text{mA}$	40	120	100	300
hFE	$V_{CE}=10\text{V}$, $I_C=500\text{mA}$ (2N2906, 2N2907)	20	-	30	-
hFE	$V_{CE}=10\text{V}$, $I_C=500\text{mA}$ (2N2906A, 2N2907A)	40	-	50	-

TO-18 CASE - MECHANICAL OUTLINE



SYMBOL	DIMENSIONS			
	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A (DIA)	0.209	0.230	5.31	5.84
B (DIA)	0.178	0.195	4.52	4.95
C	-	0.030	-	0.76
D	0.170	0.210	4.32	5.33
E	0.500	-	12.70	-
F (DIA)	0.016	0.019	0.41	0.48
G (DIA)	0.100		2.54	
H	0.050		1.27	
I	0.036	0.046	0.91	1.17
J	0.028	0.048	0.71	1.22

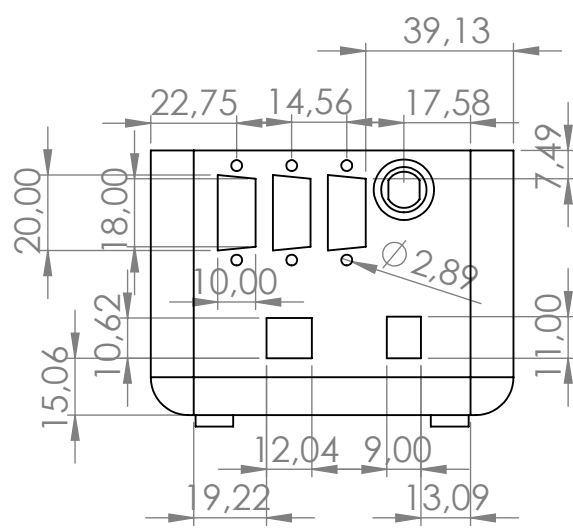
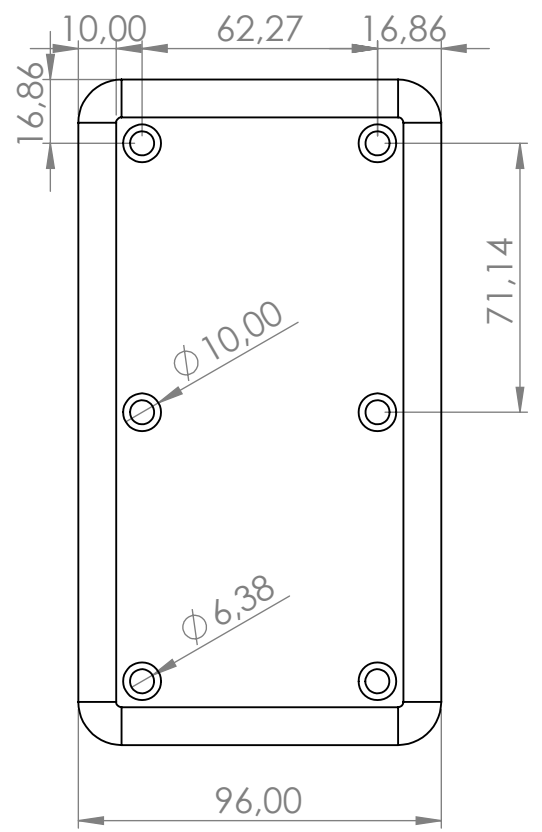
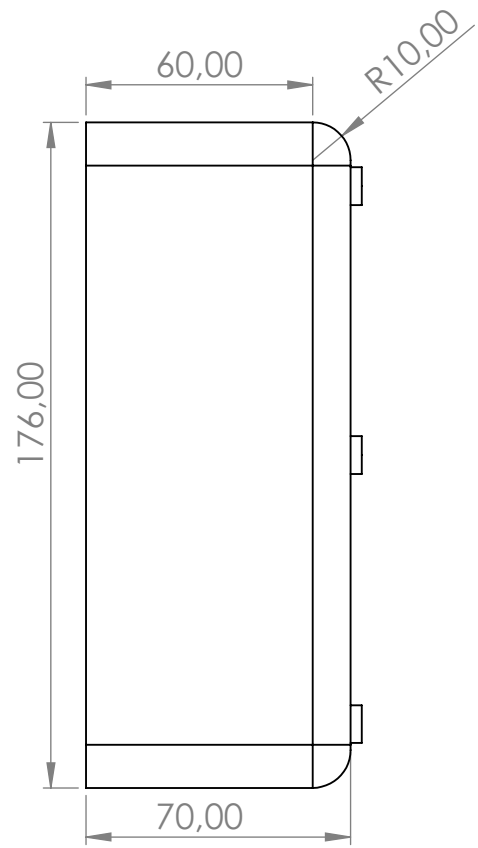
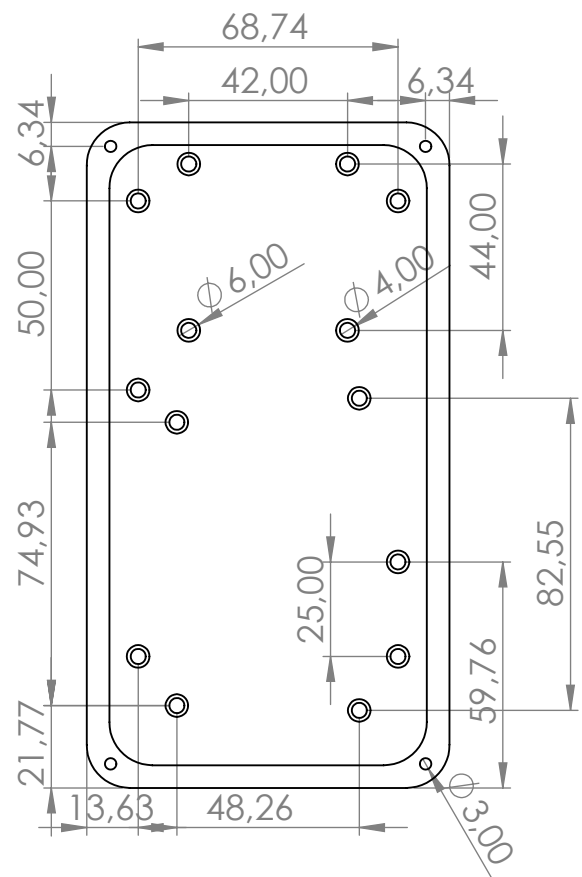
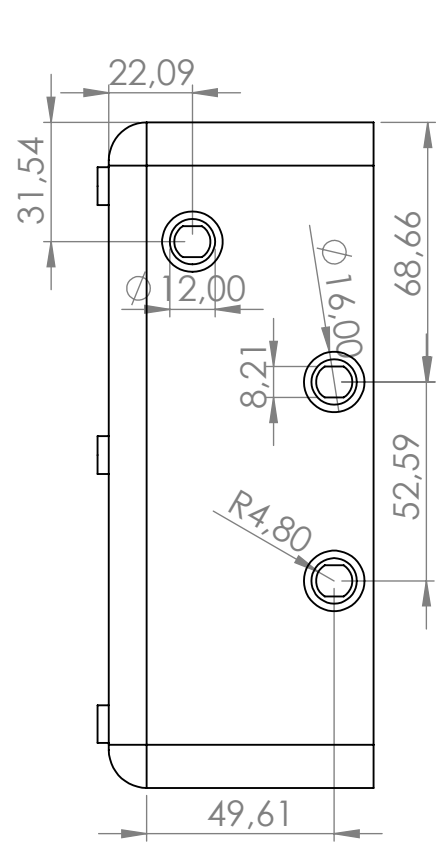
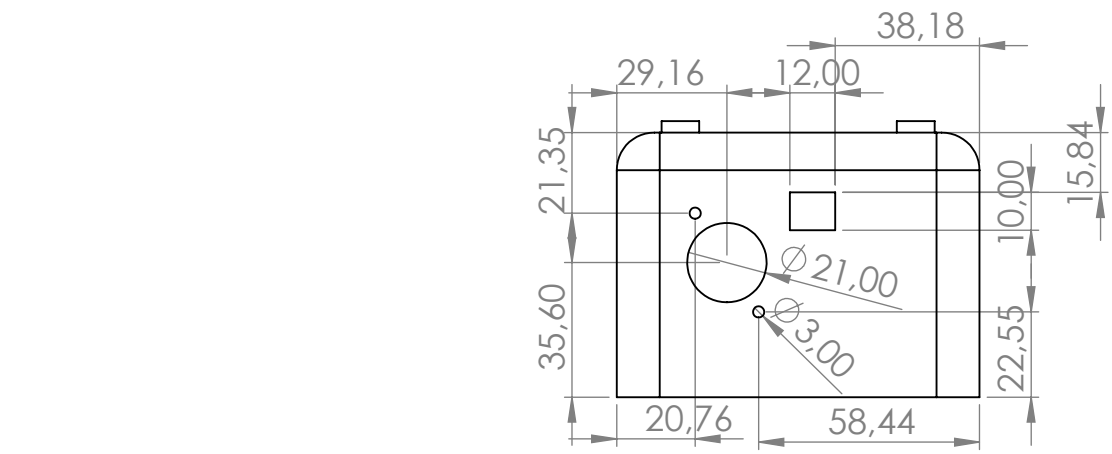
TO-18 (REV: R1)

LEAD CODE:

- 1) Emitter
- 2) Base
- 3) Collector

MARKING: FULL PART NUMBER

R4 (30-January 2012)

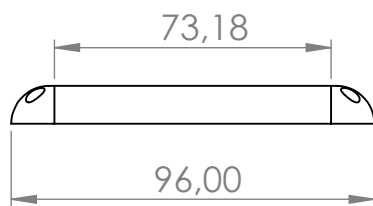
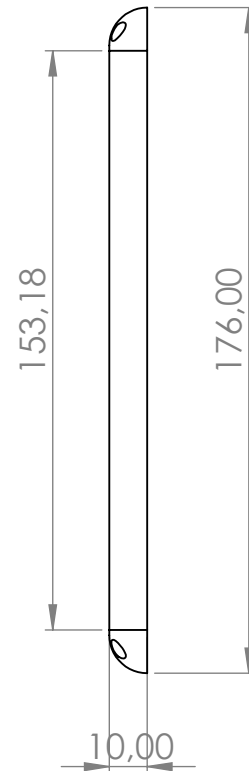
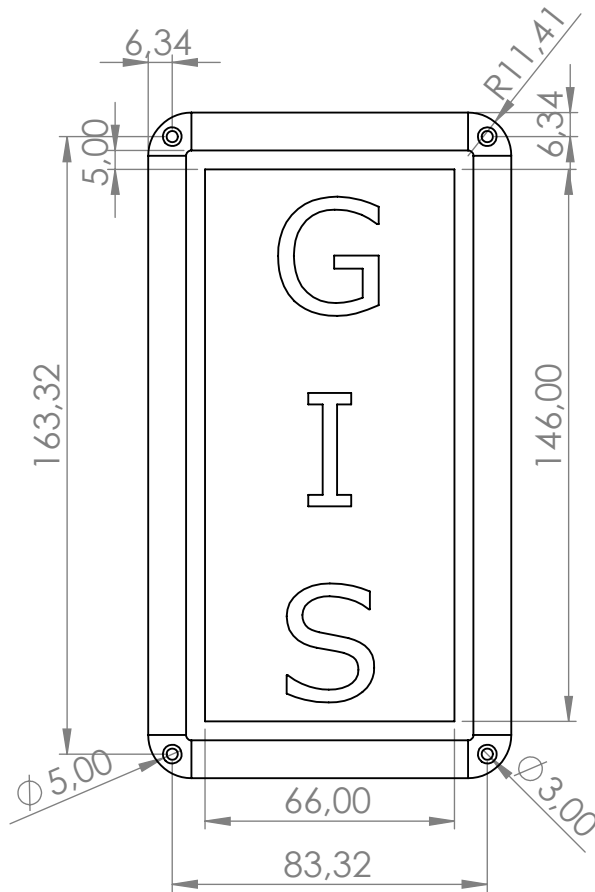


Material	Metodo de construcción
Poliácido láctico (PLA)	Impresión 3D

Universidad Tecnológica Nacional

	<h2>Base carcasa</h2>		Plano	
			1804A-C1- E	

Proyecto Final	Nombres	Caballero M.	Fecha	25/9/2018	Escala: 1:1
		Morales J.C.	Revisó	Ing. Velazquez E.	Tolerancia: +/- 2mm
	Facultad Reg.	C. del U.	Aprobó	Ing. Puente G.	Archivo:1804-C1-E



Material	Metodo de construcción
Poliácido láctico (PLA)	Impresión 3D

Universidad Tecnológica Nacional



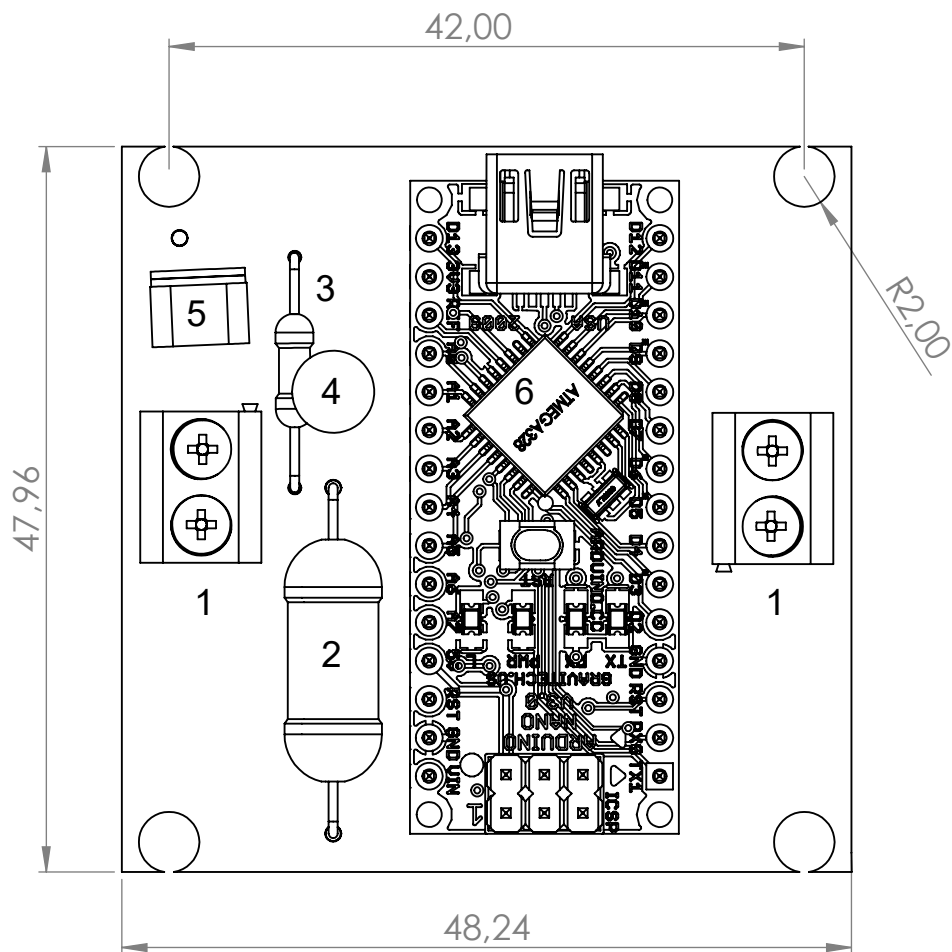
Tapa de Carcasa

Plano

1804A-C2- E

Proyecto Final

Nombres	Caballero M.	Fecha	25/9/2018	Escala: 1:1
	Morales J.C.	Revisó	Ing. Velazquez E.	Tolerancia: +/- 2mm
Facultad Reg.	C. del U.	Aprobó	Ing. Puente G.	Archivo:1804A-C2-E (A4)



Número	Elemento	Codigo	Cantidad
1	Bornera	BXP1-D-Serie301	2
2	Resistencia 1M	RTP1-D-1M	1
3	Resistencia 3K3	RTP1-D-3K3	1
4	Capacitor 0,01uF	CTP1-F-103	1
5	Potenciometro 1K	PTP1-D-1K	1
6	Arduino nano	NTP1-D-Nano	1

Universidad Tecnologica Nacional



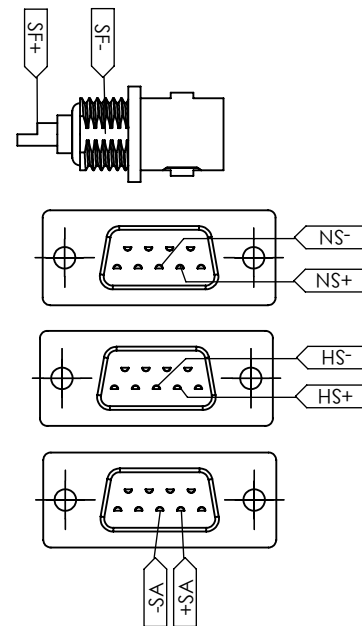
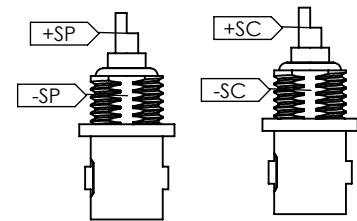
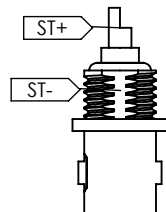
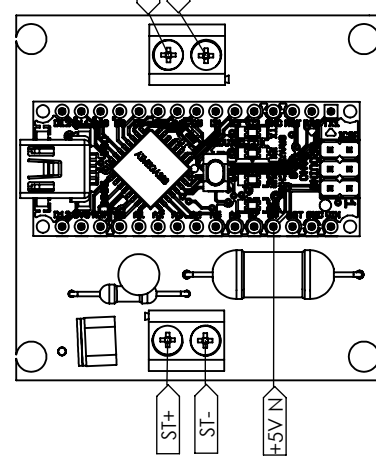
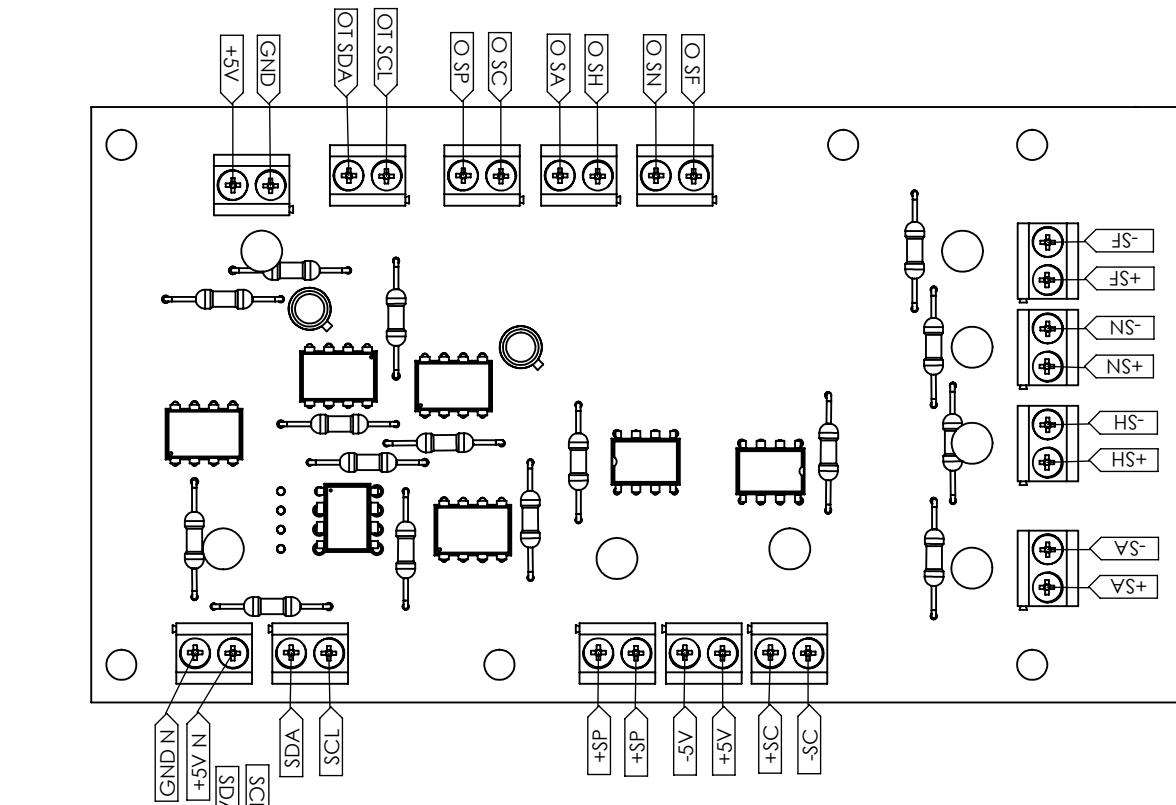
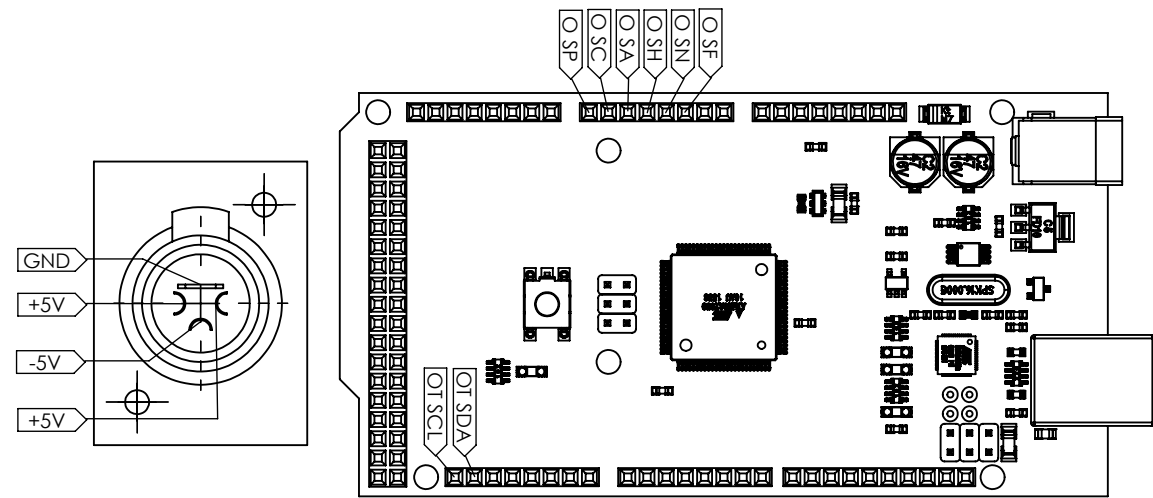
Placa Arduino nano

Plano

1804A-P1- E

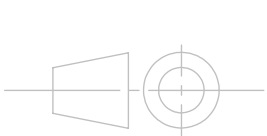
Proyecto Final

Nombres	Caballero M.	Fecha	17/9/2018	Escala: 2:1
	Morales J.C.	Revisó	Ing. Velazquez E.	Tolerancia: +/- 2mm
Facultad Reg.	C. del U.	Aprobó	Ing. Puente G.	Archivo:1804A-P1-E (14)



Etiqueta	Descripción
+ST	Señal de tensión
-ST	Referencia de +ST
+SP	Señal de presión
-SP	Referencia de +SP
+SC	Señal de corriente
-SC	Referencia de -SC
+SA	Señal del caudalímetro de Ar
-SA	Referencia de +SA
+SH	Señal del caudalímetro de H
-SH	Referencia de +SH
+SN	Señal del caudalímetro de N
-SN	Referencia de +SN
+SF	Señal de temperatura
-SF	Referencia de la +SF
+5V	Alimentación de +5V (Fuente)
-5V	Alimentación -5V (Fuente)
GND	Tierra (Fuente)
+5V N	Alimentación de +5V (Nano)
GND N	Tierra (Nano)
SDA	Serial Data
SCL	Serial Clock
OT SDA	Salida de la señal SDA
OT SCL	Salida de la señal SCL
O SP	Salida de la señal de presión
O SC	Salida de la señal de corriente
O SA	Salida de la señal de Ar
O SH	Salida de la señal de H
O SN	Salida de la señal de N
O SF	Salida de la señal de temperatura

Universidad Tecnológica Nacional



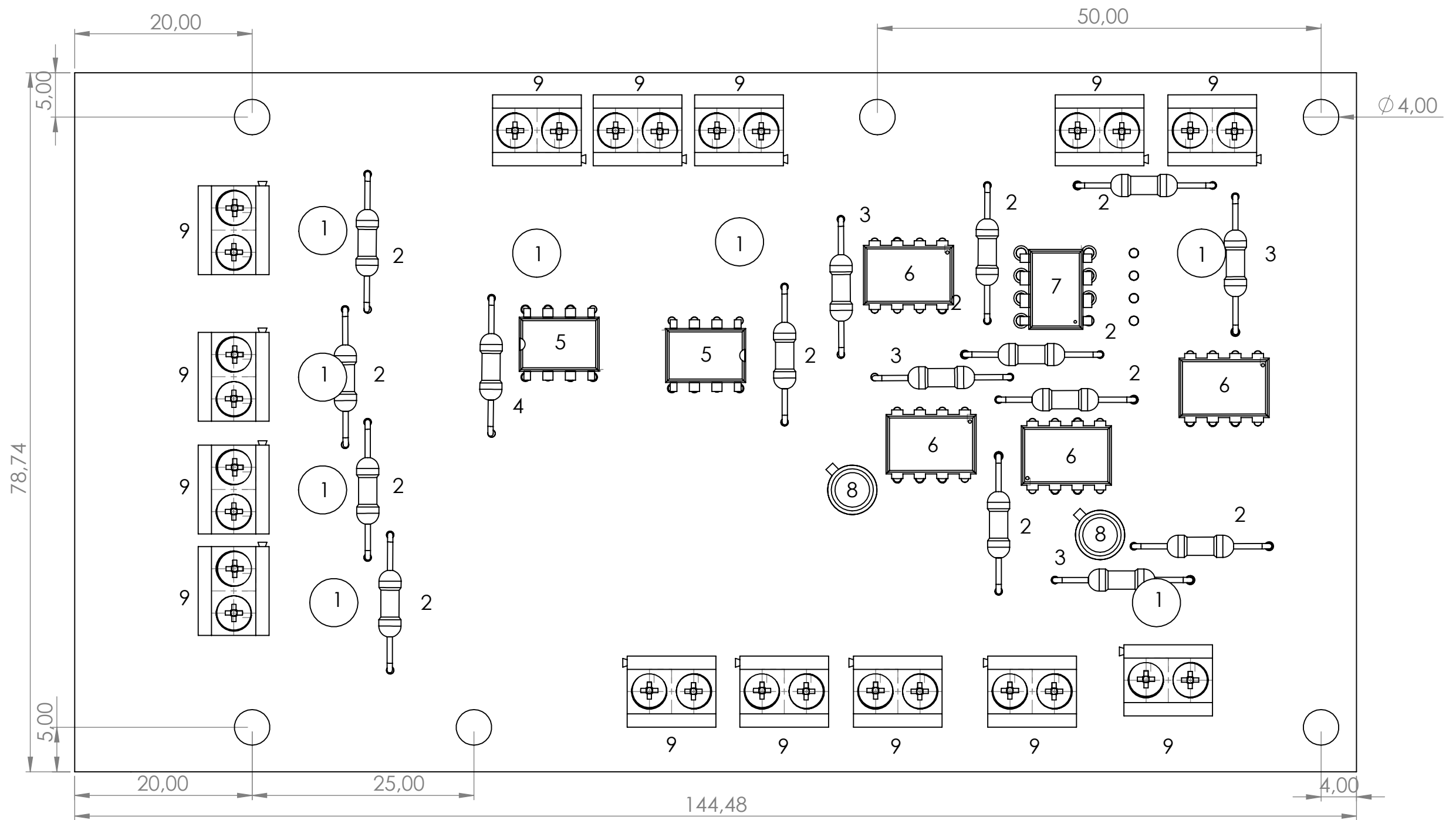
Conexiones Internas

Plano

1804A-P1- E

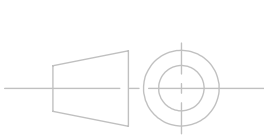
Proyecto Final

Nombres	Caballero M.	Fecha	14/9/2018	Escala: 1:1
	Morales J.C.	Revisó	Ing. Velazquez E.	Tolerancia: +/- 2mm
Facultad Reg.	C. del U.	Aprobó	Ing. Puente G.	Archivo:1804A-P1P2-C



N°	Elemento	Codigo	Cantidad
1	Capacitor 0,1uF	CXP2-F-104	7
2	Resistencia 2K2	RXP2-X-2K2	11
3	Resistencia 560	RTP2-A-560	4
4	Resistencia 220	RCP2-I-220	1
5	Amplificador AD620	AXP2-I-AD620	2
6	Optoacoplador 6N137	OTP2-A-6N137	4
7	I2C extensor bus P82B96	ITP2-A-P82B96	1
8	Transistor PNP 2N2907	STP2-A-2N2907	2
9	Bornera	BXP2-X-Serie301	14

Universidad Tecnológica Nacional



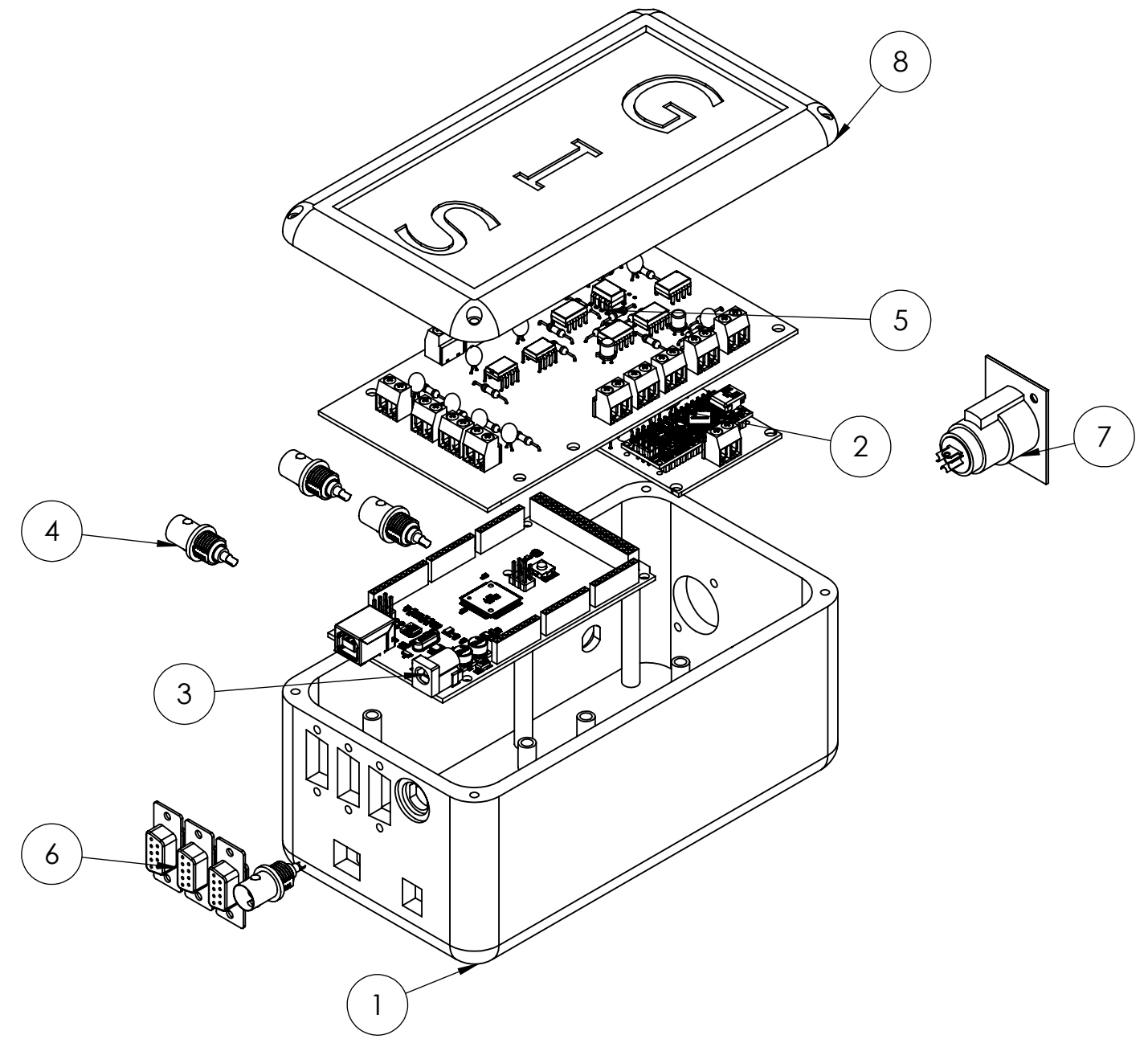
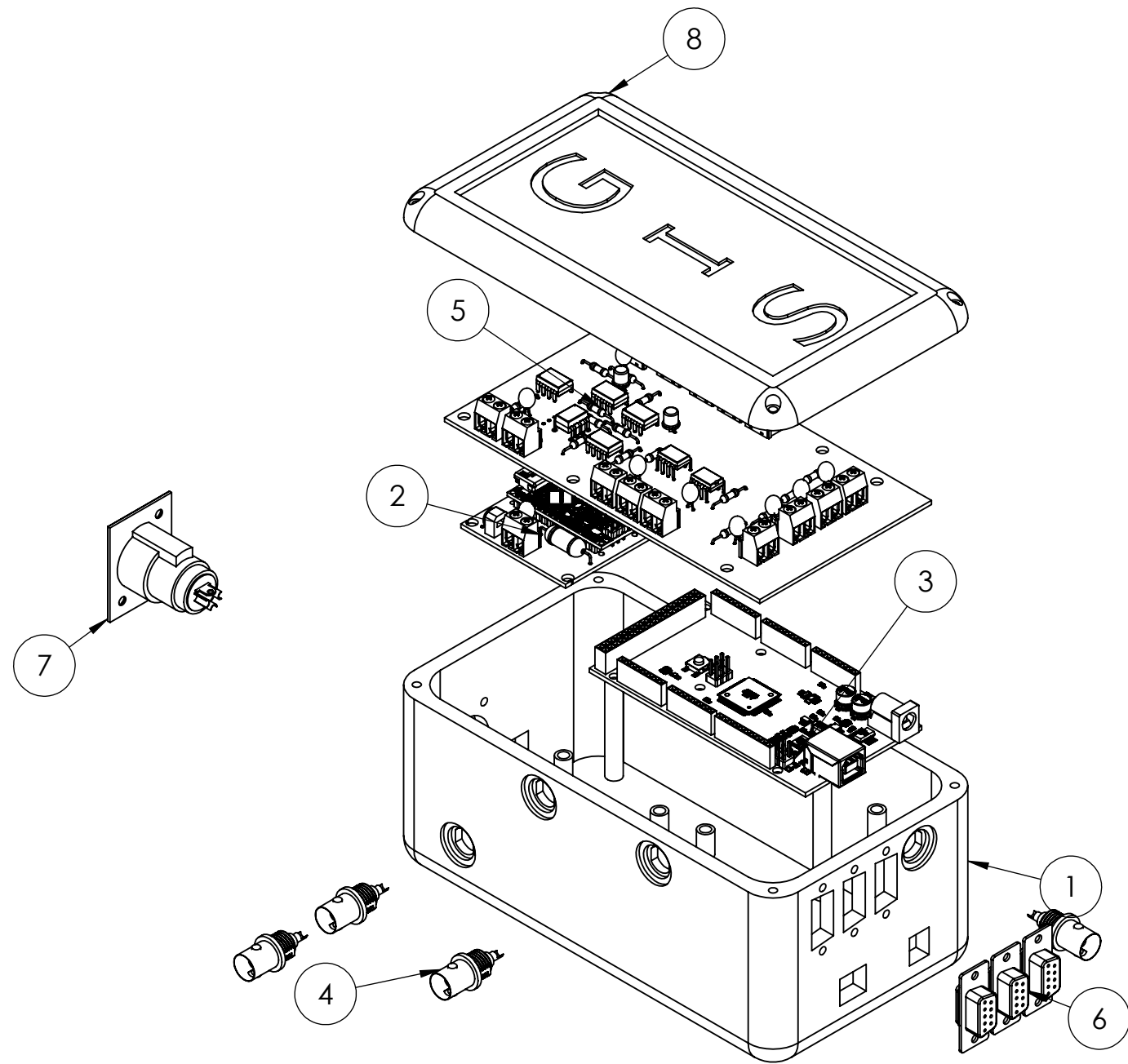
Placa principal

Plano

1804A-P2- E

Proyecto
Final


Nombres	Caballero M.	Fecha	17/9/2018	Escala: 2:1
	Morales J.C.	Revisó	Ing. Velazquez E.	Tolerancia: +/- 2mm
Facultad Reg.	C. del U.	Aprobó	Ing. Puente G.	Archivo: 1804A-P2-E



N.º DE ELEMENTO	N.º DE PIEZA	Codigo	CANTIDAD
1	Carcasa (Base)	QEN0	1
2	Placa Arduino nano	NTP1	1
3	Arduino MEGA2650	MXP2	1
4	Bnc connector	GXP2	4
5	Placa principal	P2	1
6	D-sub DE9 Connector	TXP2	3
7	Xlr 3 Connector	LXP2	1
8	Carcasa (Tapa)	ZEN0	1

Elemento de ensamblaje	Diametro
Tornillos	4 mm

Universidad Tecnológica Nacional

	Plano de montaje			Plano
				1804A-M
Proyecto Final	Nombres	Caballero M. Morales J.C.	Fecha	25/9/2018
	Facultad Reg.	C. del U.	Revisó	Ing. Velazquez E.
			Aprobó	Ing. Puente G.
		Escala: 1:1		Tolerancia: +/- 2mm
				Archivo: 1804A-TP-M