

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERIA

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA DE CONTROL DE
ELECTROCONDUCTIVIDAD (EC) PARA CAMAS DE CULTIVO
EN UN INVERNADERO**

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCION DEL TITULO INGENIERO EN
ELECTRONICA Y CONTROL**

GUIDO RENATO CAIZALUISA CASA

DIRECTOR: DR. LUIS CORRALES

Quito, Diciembre 2002

DECLARACION

Yo Guido Renato Caizaluisa Casa, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

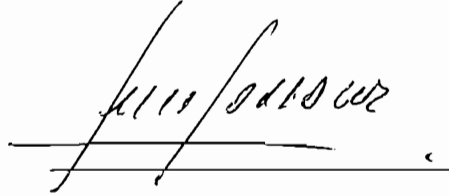
A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.



GUIDO RENATO CAIZALUISA C.

CERTIFICACION

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Guido Renato Caizaluisa Casa, bajo mi supervisión.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Luis Corrales', is written over a horizontal line. The signature is fluid and cursive.

DR. LUIS CORRALES
DIRECTOR DE PROYECTO

AGRADECIMIENTO

*A DIOS POR HABERME GUIADO
Y APOYADO EN LOS MOMENTOS
MÁS DIFÍCILES.*

:

:

.

DEDICATORIA

*A TODO ESPIRITU INDOMABLE
QUE EXISTE EN CADA UNO DE
NOSOTROS Y A TODA MI
FAMILIA.*

CONTENIDO

	Página
I Presentación	
II Resumen	
CAPITULO 1	
CONCEPTOS GENERALES	
1.1 Objetivo del proyecto	1
1.2 Introducción	1
1.3 Teoría de la electroconductividad (EC)	2
1.3.1 Influencia de la temperatura en la medición de EC	7
1.4 Medición de la electroconductividad (EC)	10
1.4.1 Métodos e instrumentos para medición de la EC	10
1.4.2 Requerimientos de las partes que constituyen un transmisor de EC	14
1.5 La electroconductividad en la agronomía	19
1.6 Importancia de medir la EC en invernaderos	21
1.6.1 Introducción	21
1.6.2 Características y rangos de la EC en la agronomía	22
1.6.3 Lugar de medición	24
1.6.4 Controladores de EC usados en invernaderos	25
1.6.5 Características del controlador de EC a diseñar	26
1.7 Diagrama de bloques del controlador de EC	28
CAPITULO 2	
DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL TRANSMISOR DE EC	
2.1 Introducción	29

2.2	Rango de la variable EC y temperatura	29
2.3	Características del sensor de EC	29
2.4	Diagrama de bloques del transmisor	30
2.5	Diseño del transmisor de EC	31
2.5.1	Diseño de la fuente de alimentación del sensor de EC	31
2.5.2	Diseño del detector de picos	35
2.5.3	Diseño del circuito amplificador	41
2.5.4	Diseño del convertidor de voltaje a corriente	43
2.5.5	Diseño de las fuentes de alimentación	46

CAPITULO 3.

DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL CONTROLADOR DE EC

3.1	Descripción del controlador de EC a implementar	49
3.1.1	Elección del controlador a utilizar	50
3.1.2	Planta inyectora de fertilizantes	52
3.2	Diseño y construcción del hardware	55
3.2.1	Diseño del sistema de inyección de fertilizantes	56
3.2.2	Diseño del tablero de control	58
3.3	Diseño y desarrollo del software	63

CAPITULO 4.

DESARROLLO DE LA H.M.I. EN INTOUCH

4.1	Introducción	68
4.2	Objetivo de tener una HMI	69
4.3	Variables a leer del proceso	69
4.4	Actuadores de la planta	70
4.5	Desarrollo del programa	70
4.5.1	Comunicación entre PLC y PC	71
4.5.2	Desarrollo de las ventanas del HMI en INTOUCH	74

CAPITULO 5

PRUEBAS Y RESULTADOS

5.1	Introducción	86
5.2	Pruebas del transmisor de EC	86
5.3	Pruebas del controlador de EC	88
5.3.1	Pruebas del HMI	88
5.3.2	Pruebas del algoritmo de control	89
5.4	Análisis económico	95

CAPITULO 6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1	Conclusiones	96
6.2	Recomendaciones	97

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANEXOS

- A Listado del programa
- B Hojas de datos C.I. AD622
- C Hojas de datos C.I. AD694

PRESENTACION

En la actualidad, con el crecimiento mundial de la población, la contaminación del medio ambiente y de allí los cambios climáticos, se ha notado que la escasez de fuentes de agua aptas para el consumo humano se está convirtiendo en un problema muy grave. Por otro lado, si se considera que una de las principales actividades del hombre, que ocupa aproximadamente un 80% del total de la misma, es la agricultura; justifica que, se realizan estudios para poder prevenir la agudización de este problema y para desarrollar tecnologías y/o producto que ayuden a evitarlo. Este trabajo está enmarcado en esa dirección.

Estudios realizados por ingenieros agrónomos han llegado a la conclusión de cultivar productos en invernaderos debido a la ventaja que esto representa. Esto combinado al empleo de la fertirrigación puede contribuir notablemente a controlar el desperdicio del líquido vital y a reducir los daños al suelo, producto de un excesivo uso de fertilizantes.

La fertirrigación consiste en inyectar todos los fertilizantes que necesita la planta en el agua a ser regada a la misma en el invernadero, con esto se logra un ahorro de agua muy significativo.

En este proyecto se diseña y se construye un controlador de electroconductividad (EC) que será parte de un equipo de fertirrigación que proporcionará a un ingeniero agrónomo un sistema automático de dosificación de los fertilizantes necesarios para un determinado cultivo. Adicionalmente, éste le permitirá guardar históricos en una base de datos que permitirá realizar análisis posteriores y de allí calcular y deducir proyecciones.

Para describir de una forma ordenada y lógica este trabajo, se le ha dividido en seis capítulos que contienen lo que se indica a continuación:

En el **Capítulo 1** se realiza un estudio de la variable EC y su influencia en los cultivos; además, describe la influencia que genera la temperatura en esta variable. El objetivo de este análisis es crear un marco teórico que guíe la fase posterior de diseño. Después de haber realizado este estudio se termina este capítulo con la propuesta del diagrama de bloques funcional del controlador a diseñar y construir.

En el **Capítulo 2** se diseña el primer bloque funcional que necesita el controlador; esto es el transmisor de EC. El diseño del transmisor contiene un estudio del rango de EC que se quiere medir, elección del tipo de sensor más adecuado para este rango, un análisis del tipo de señal que entrega el sensor. La señal que entrega el sensor de EC ingresa a un circuito acondicionador, en el que se incluye una parte destinada a la compensación de la temperatura. La señal del sensor es acondicionada para que proporcione una señal de 0 a 10 V_{DC} cuando está midiendo una EC de 0 a 10 mS/cm. Por último, la señal de voltaje es convertida a una señal de corriente de 4 a 20 mA_{DC} apta para la transmisión a distancia.

En el **Capítulo 3** se diseña y se construye el controlador de EC. Este diseño se divide básicamente en la construcción en la planta inyectora de fertilizantes y el desarrollo del algoritmo de control a implementarse en un controlador lógico programable (PLC).

En el **Capítulo 4** se realiza el diseño de la interfaz hombre-máquina (HMI); esto comprende: el análisis de la comunicación entre el PLC y el computador personal (PC) para realizar el monitoreo y el control, la forma como se implanta el "supervisory control and data acquisition" (SCADA), la metodología de diseño de las pantallas realizadas en el programa de instrumentación virtual INTOUCH y por último se muestra cada pantalla diseñada indicando en cada una las funciones y bondades que se ofrece.

En el **Capítulo 5** se muestran las pruebas y los resultados obtenidos del controlador diseñado, se presentan algunas constantes óptimas para la parametrización del

controlador proporcional-integral-derivativo (PID), específicamente las constantes de los PIDs implementados en el mismo.

En el **Capítulo 6** se indican las conclusiones y recomendaciones a las cuales se ha llegado en el presente proyecto. Se incluyen anexos que pueden servir de referencia inmediata o futura.

RESUMEN

En este proyecto se diseña y se construye un controlador de EC basado en un PLC. Se diseña y se construye un transmisor de EC el cual proporciona la información al PLC para que éste tome las acciones que posibilitan llevar al líquido de riego al valor de EC deseado.

Para la inyección de los fertilizantes en el agua de riego se construye un sistema que básicamente forma un circuito hidráulico cerrado constituido por un tanque de mezcla, un sistema de tuberías y válvulas que forman un sistema cerrado para la recirculación del agua mientras que, mediante inyectores, se inyecta fertilizantes desde dos tanques de mezcla al agua de riego. La inyección es controlada por medio de electro válvulas manejadas desde un PLC.

En el PLC se ha implementado un algoritmo de control tipo PID para el manejo de la planta inyectora. Para una operación sencilla y muy atrayente se diseña una interfaz hombre-máquina en una PC. Desde la cual se puede configurar el sistema de control y monitorear el proceso.

En pruebas realizadas se determinó que el sistema es capaz de medir la EC con una precisión del 2% +/-SD con un tiempo, hasta llegar a la estabilización, de 15 minutos. Estos resultados demuestran que el sistema cumple con los objetivos planteados.

CAPITULO 1.

CONCEPTOS GENERALES

1.1 OBJETIVO DEL PROYECTO

En este proyecto se tiene como objetivo general controlar la electroconductividad (EC) del agua de riego para un cultivo dentro de un invernadero. Con este propósito se diseñará e implementará un sistema de control que, dependiendo del valor de EC medido, actuará sobre válvulas dosificadoras de fertilizantes que se mezclan con el agua de riego. De esta forma se trata de optimizar el uso adecuado de la cantidad de fertilizante que se aplica en un cultivo con el consiguiente ahorro económico y la gran ventaja de minimizar el daño al suelo y al producto, al evitarse el uso excesivo de fertilizantes.

El producto final tendrá una interfaz-hombre-máquina que en forma amigable le permitirá al agrónomo monitorear y controlar la EC del agua de riego. Además se permitirá guardar en una tabla de datos los valores medidos de EC, fecha y hora. De esta forma el usuario podrá obtener valores históricos que le proveerán de información útil para análisis posteriores del comportamiento de la variable EC durante un ciclo de cosechas, e incluso intentar realizar proyecciones.

1.2 INTRODUCCION

En la actualidad, la escasez de agua dulce apta para consumo humano viene a constituirse en un problema muy crítico debido a la necesidad de este líquido que tiene toda la humanidad para su diario vivir. Según estudios realizados, después de 20 años existirá una gran demanda de agua; de ahí que se ha empezado a priorizar la necesidad de ahorrarla.

Se ha comprobado que la agricultura consume una gran cantidad de agua, aproximadamente el 80% del agua que se utiliza para el desarrollo de la humanidad.

Una de las tecnologías modernas creadas para optimizar el consumo de agua en la agricultura es la FERTIRRIGACIÓN.

“El principio fundamental de la fertirrigación es el consumo controlado de agua” (9) que permite un regadío concentrado y con los nutrientes necesarios, para evitar el desperdicio del agua y también obtener cosechas con un nivel óptimo de productividad.

Los equipos de fertirrigación ya existen en el mercado pero se está buscando diseñar un producto local que brinde características similares a los extranjeros, si es posible, con mejores precios para que puedan ser competitivos.

Para el presente proyecto se ha creído necesario crear un histórico de datos del comportamiento de las variables durante un periodo de tiempo, por ejemplo: durante un día de trabajo, durante una estación o durante un ciclo de cosechas. El objetivo de los históricos de datos es permitir realizar un análisis posterior, para poder determinar épocas del año óptimas y épocas del año que no serían recomendables.

En la continuación de la parte escrita de este proyecto se explica y diseña cada una de las partes que constituirán el controlador de EC; pero antes de comenzar con el diseño se realiza un estudio de la variable EC para tratar de extraer comportamientos que podrían incidir en el sistema de control.

(9) Fuente: www.infocarbueros.com

1.3 TEORIA DE LA ELECTROCONDUCTIVIDAD (EC)

En general, el flujo de electricidad a través de un conductor es el resultado del transporte de electrones. Según la forma de llevarse a cabo este transporte, los conductores eléctricos pueden ser de dos tipos: conductores metálicos-electrónicos y conductores iónicos-electrolíticos. A este segundo tipo pertenecen las soluciones acuosas. En ellas, la conducción de corriente al aplicar un voltaje se debe al movimiento de los iones en la solución, los cuales transfieren los electrones a la superficie de los electrodos que tienen el voltaje mencionado para completar el paso de corriente.

En soluciones acuosas la conductancia eléctrica o electroconductividad (EC) es una propiedad descriptiva de las concentraciones presentes en las mismas debido a que depende de sus características electro-químicas. En las soluciones es importante determinar el valor de la conductancia eléctrica con el objetivo de medir la cantidad de iones conductores presentes que le dan ciertas características a la solución.

Las soluciones acuosas que se utilizan por ejemplo en fertirrigación o en laboratorios de química, conducen la corriente eléctrica mediante un proceso de transferencia de masa, la conductancia específica que presentan es linealmente dependiente de: un cierto tipo de ion (i), de la concentración (Ci) (en equivalentes/litro) y la conductancia iónica equivalente (λ_i). (3). Esta última es función de la carga del ion y de su velocidad. La conductancia específica medida (k) es igual a la suma de las contribuciones de cada tipo de ion; lo que se expresa mediante:

$$k = \frac{\sum C_i * \lambda_i}{1000} \quad \text{Ec. 1.1}$$

(3) Fuente: *Handbook of Chemistry and Physics*. David R. Lide, Editor in Chief. 73rd Edition. 1992-1993

Las cantidades (λ_i) son constantes en general en soluciones muy diluidas ($C < 10^{-4} M$); en concentraciones más elevadas es más difícil determinar con precisión la conductancia iónica (λ_i) y por lo tanto se tiene tan solo una estimación.

Cuando está presente en una solución acuosa muy diluida un electrolito fuerte, su concentración se determina por medio de la medición de la electroconductividad.

El agua destilada pura no conduce la corriente, pero, si se disuelven sólidos minerales se presenta la capacidad de conducción de corriente. Estos sólidos al disolverse se separan en iones positivos y negativos.

Como se mencionó, los iones tienen la capacidad de desplazarse siempre que se sometan a la acción de un campo eléctrico. Por otro lado, cuando se combinan con otros iones, forman nuevos cuerpos distintos y pierden su ionización o su movilidad.

La electroconductividad de los iones es función de su concentración y de su movilidad, de tal modo que dos electrodos con tensión sumergidos en un líquido, en el que exista una sal (por ejemplo NaCl), produce el siguiente fenómeno: los iones positivos Na^+ se dirigen al electrodo cargado negativamente, mientras que los iones Cl^- se dirigen al electrodo positivo; al llegar a los electrodos estos iones adquieren cargas contrarias a las iniciales y se neutralizan. Por lo tanto, al desplazarse los electrones se establece una corriente a través de la solución que depende de:

- 1.- Número y tipo de iones presentes en la solución.
- 2.- Área efectiva de los electrodos y distancia de separación.
- 3.- Diferencia de potencial.
- 4.- Temperatura de la solución.

El valor de EC de una solución conductora depende de la concentración de las especies iónicas presentes. Para una sola sal disuelta, la EC equivalente se puede expresar como: $EC = (I^+) + (I^-)$, donde (I^+) es la conductividad equivalente del catión

y (I-) la del anión. Así pues, teóricamente sería muy sencillo predecir la EC de una solución conociendo su composición iónica, ya que (I+) y (I-) son constantes que dependen del tipo de ión en cuestión. Para mezclas, la EC debería ser igual a la suma de todas las electroconductividades equivalentes parciales de cationes y aniones, pero se ha conservado que la electroconductividad equivalente de sales o iones disminuye con el aumento de la concentración. Este fenómeno está directamente relacionado con las fuerzas interiónicas presentes en la solución; un catión siempre tendrá más aniones en su vecindad que los que le correspondería por pura distribución de probabilidades, esta atmósfera iónica tiende a frenar la movilidad del ión. Además, se ha comprobado que el descenso de la electroconductividad equivalente con la concentración, es mucho más acusado cuando la carga de los iones es mayor. Por esta razón, aguas de riego salobres, donde el componente aniónico principal son los sulfatos unidos a calcio y/o magnesio (todos ellos iones divalentes), presentan una EC equivalente mucho más baja de lo esperado, si se toma en cuenta la cantidad de sales totales disueltas.

Para soluciones más diluidas, la atmósfera iónica empieza a debilitarse, y a dilución infinita las fuerzas interiónicas no influyen sobre la movilidad de los iones, alcanzando la electroconductividad equivalente su máximo valor.

$$ECt = (I^{0+}) + (I^{0-}) \quad \text{Ec. 1.2}$$

Siendo:

ECt = Electroconductividad equivalente del electrolito a dilución infinita.

I⁰⁺ = Electroconductividad equivalente a dilución infinita debida al catión.

I⁰⁻ = Electroconductividad equivalente a dilución infinita debida al anión.

En soluciones acuosas, la resistencia es directamente proporcional a la distancia entre las placas del electrodo (L) e inversamente proporcional a su área (A):

$$R = r * \frac{L}{A} \quad \text{Ec. 1.3}$$

Donde (r) se denomina resistividad específica, siendo su inversa ($1/r$) llamada conductividad específica (k).

Para la medición de la EC se utiliza un instrumento llamado conductímetro; básicamente estos instrumentos están compuestos por dos placas de material especial en un cuerpo al cual se lo llama celda de EC y que serán sumergidos en la solución a medir. Se necesita también una fuente de alimentación y un registrador para visualizar el valor.

En la **Figura 1.1** se indica las placas que desde ahora se llamarán electrodos de celda para medición de EC, donde se puede observar el área y la distancia de separación que se indica en la **Ecuación 1.2**.

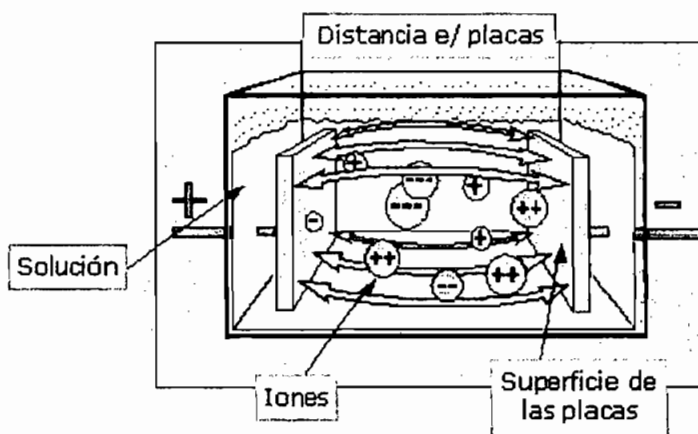


Figura 1.1 Electrodos de la celda de EC

De lo expuesto, la electroconductividad se define como la capacidad que tiene una solución para conducir una corriente eléctrica por unidad de área.

La unidad de medida de la conductividad eléctrica o EC es el Ω^{-1} (recíproco del Ohmio) o Siemens.

El Siemens se define como la conductividad eléctrica que tiene una solución cuando con una diferencia de potencial de un voltio entre las caras de dos electrodos de 1cm de lado y separación de 1cm entre ellos da lugar a la circulación de un amperio de corriente. Como esta unidad es demasiado grande, en soluciones de uso frecuente se emplean submúltiplos tales como el $\Omega^{-1} * 10^{-3}$ (miliSiemens).

La unidad normalizada por el "Sistema Internacional de Medidas" (SI) para la medida de EC se denomina: siemens/metro y es equivalente a un Ω^{-1} /metro; con sus respectivos submúltiplos.

A continuación se muestra en la **Tabla 1.1** los valores típicos de electroconductividad y su equivalente de resistencia por unidad de área de algunas soluciones conocidas de uso frecuente:

Solución	Electroconductividad	Resistencia
Agua pura	0.05 [us/cm]	18 [M Ω -cm]
Agua destilada	0.05-1 [us/cm]	1-18 [M Ω -cm]
Agua desionizada	0.1-10[us/cm]	0.1-10 [M Ω -cm]
Agua desmineralizada	1-80[us/cm]	0.01-1 [M Ω -cm]
Agua de montaña	10[us/cm]	0.1 [M Ω -cm]
Agua de beber	0.5-1[ms/cm]	1-2 [K Ω -cm]
Solución KCl (0.01M)	1.4[ms/cm]	0.7 [K Ω -cm]
Agua potable	1.5[ms/cm]	0.7 [K Ω -cm]

Tabla 1.1 Valores típicos de EC de algunas soluciones.

1.3.1 INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA EN LA MEDICION DE EC

Existen normas internacionales que determinan la temperatura de la solución a la cual se debe realizar la medición; por ejemplo: a 20°C según la norma AFNOR y a 25°C según la norma CEE. Por ejemplo, si la medida de EC se realiza a una temperatura de la solución de 25°C y si se desea saber el valor de esta medida a 20°C se multiplica por el factor:

$$EC_{25^{\circ}\text{C}} = 1.112 \times EC_{20^{\circ}\text{C}} \quad \text{Ec. 1.4}$$

Por lo tanto, cuando la medida de EC de una solución se realiza a una temperatura diferente a 25°C es necesario usar factores de corrección que están disponibles en tablas, en un rango de temperatura que cubre los posibles cambios durante todo el día.

Se mencionó ya que el valor de EC medido tiene una dependencia directa con la temperatura; por lo tanto, es necesario realizar una corrección del valor medido debido a la temperatura de la solución de prueba. La variación de temperatura para mediciones de EC debe ser máxima de 2% aproximadamente. Como consecuencia, se requiere ordinariamente cierto control de temperatura durante una medida conductimétrica o, en su defecto, se debe realizar una compensación de temperatura. Para realizar esta compensación es necesario utilizar los factores de corrección que están en la **Tabla 1.2** y que deben ser multiplicados por el valor medido a dicha temperatura. La Tabla indicada muestra una variación de temperatura de 0 a 50 °C.

°C	f_t	°C	f_t	°C	f_t
3.0	1.709	22.2	1.060	29.4	0.918
4.0	1.660	22.4	1.055	29.6	0.914
5.0	1.613	22.6	1.051	29.8	0.911
6.0	1.569	22.8	1.047	30.0	0.907
7.0	1.528	23.0	1.043	30.2	0.904
8.0	1.488	23.2	1.038	30.4	0.901

°C	f _t	°C	f _t	°C	f _t
9.0	1.448	23.4	1.034	30.6	0.897
10.0	1.411	23.6	1.029	30.8	0.894
11.0	1.375	23.8	1.025	31.0	0.890
12.0	1.341	24.0	1.020	31.2	0.887
13.0	1.309	24.2	1.016	31.4	0.884
14.0	1.277	24.4	1.012	31.6	0.880
15.0	1.247	24.6	1.008	31.8	0.877
16.0	1.218	24.8	1.004	32.0	0.873
17.0	1.189	25.0	1.000	32.2	0.870
18.0	1.163	25.2	0.996	32.4	0.867
18.2	1.157	25.4	0.992	32.6	0.864
18.4	1.152	25.6	0.988	32.8	0.861
18.6	1.147	25.8	0.983	33.0	0.858
18.8	1.142	26.0	0.979	34.0	0.843
19.0	1.136	26.2	0.975	35.0	0.829
19.2	1.131	26.4	0.971	36.0	0.815
19.4	1.127	26.6	0.967	37.0	0.801
19.6	1.122	26.8	0.964	38.0	0.788
19.8	1.117	27.0	0.960	39.0	0.775
20.0	1.112	27.2	0.956	40.0	0.763
20.2	1.107	27.4	0.953	41.0	0.750
20.4	1.102	27.6	0.950	42.0	0.739
20.6	1.097	27.8	0.947	43.0	0.727
20.8	1.092	28.0	0.943	44.0	0.716
21.0	1.087	28.2	0.940	45.0	0.705
21.2	1.082	28.4	0.936	46.0	0.694
21.4	1.078	28.6	0.932	47.0	0.683
21.6	1.073	28.8	0.929		
21.8	1.068	29.0	0.925		
22.0	1.064	29.2	0.921		

Tabla 1.2 Factores de corrección de EC para diferentes temperaturas (1)

(1) Fuente: *Métodos de análisis para suelos, plantas y aguas. Homer D. Chapman, 3ra Edición, 1991.*

Para realizar la corrección de temperatura se toma los datos correspondientes de la tabla anterior y se aplica la siguiente fórmula:

$$EC_{(C)} = EC_{T1} * f_t \quad \text{Ec. 1.5}$$

Donde: EC_C = Lectura de electroconductividad corregida a 25 °C.
 EC_{T1} = Lectura de electroconductividad a una temperatura T1.
 f_t = Factor para corrección de la lectura de EC a 25 °C.

1.4 MEDICION DE LA ELECTROCONDUCTIVIDAD (EC)

1.4.1 METODOS E INSTRUMENTOS PARA MEDICION DE LA EC

Como se indicó anteriormente, para la medición de la EC se usa un conductímetro. El rango de variación de la EC puede ir desde 0 hasta infinito, dependiendo del rango de EC que se quiera medir, se deberá elegir un tipo de instrumento adecuado.

Para soluciones de baja concentración, en donde el comportamiento de la variable EC se muestra en la **Figura 1.7**, la medición se la realiza con un sensor que contiene simplemente dos electrodos paralelos que están separadas a una cierta distancia, como se indicó en la **Figura 1.1**.

Para soluciones de alta concentración, en donde el comportamiento de la variable deja de ser lineal y toma un comportamiento de pendiente negativa, se usa otro tipo de celda, este tipo de celda contiene electrodos que tienen geometrías especiales, incluso en algunos casos dicha celda contiene cuatro electrodos. Las características de estos tipos de celdas conlleva a la utilización de otro tipo de instrumento de medida y que están fuera del alcance de este proyecto, en consideración que el rango a medir de la EC en la agronomía tiene un comportamiento lineal y para la medición basta con usar una celda de EC que contiene electrodos paralelos y cuyo estudio pomenorizado se lo realizará posteriormente.

Conductímetro que usa una celda de EC con electrodos paralelos

Por lo general en laboratorios de química, la medición de la electroconductividad es muy frecuente en soluciones para determinar la concentración, por lo que existe un conductímetro para realizar estas medidas. Este instrumento se basa en la utilización del puente de Wheastone y en uno de sus brazos se encuentra la celda de EC, tal como se muestra en el circuito de la **Figura 1.2**.

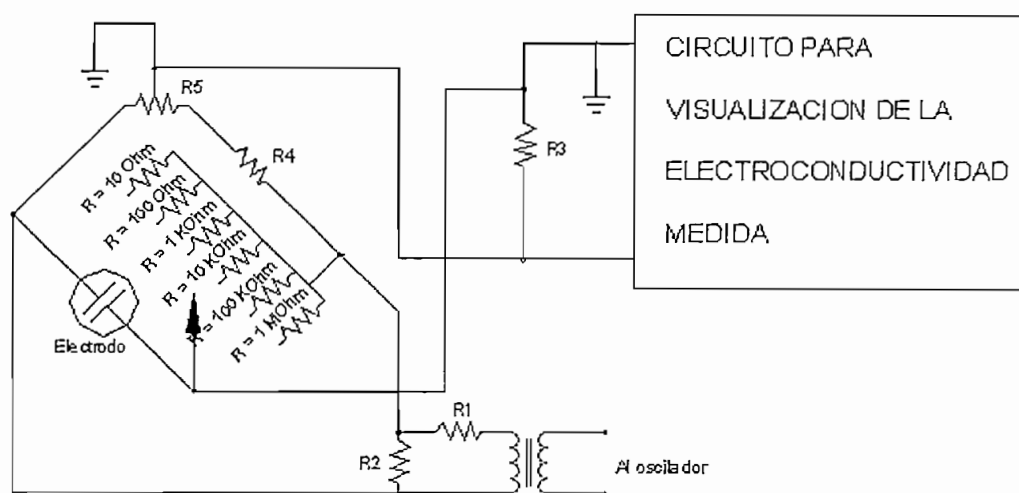


Figura 1.2 Circuito eléctrico de un conductímetro para medición de EC.

La salida del puente alimenta a un circuito amplificador debido a que la señal de entrada tiene un rango muy reducido y la salida del amplificador de señal alimenta a un circuito que permita la visualización de la EC al usuario. Este circuito detector es llamado "ojo mágico". Este método es una tecnología antigua que se usaba en los laboratorios de ensayos químicos, ahora en la actualidad con el avance de la electrónica se tiene circuitos que ofrecen más ventajas y son más fáciles de implementar.

Como se mencionó, con el avance de la electrónica y los amplificadores operacionales; ahora se utiliza circuitos más sofisticados, fáciles de construir y que ofrecen otras ventajas tales como transmisión, fácil ajuste y calibración, ajuste

automático de temperatura, visualización directa en display y otros más. Para visualizar las ventajas se muestra en la **Figura 1.3** un conductímetro moderno con sus características y por tener la posibilidad de proveer en su salida señales normalizadas se lo llama transmisor de EC.

Transmisor de EC para soluciones.



ESPECIFICACIONES:

Rango	0.00 to 19.99 mS/cm
Resolución	0.01 mS/cm
Precisión (@20°C/68°F)	±2% F.S. (desde 0-15.00 mS/cm, no incluye el sensor)
Calibración	Manual simple con punto de ajuste
Compensación de temperatura	Automatica desde 0 to 50°C
Celda	Constante de celda 1y placas horizontales

Figura 1.3 Transmisor de EC

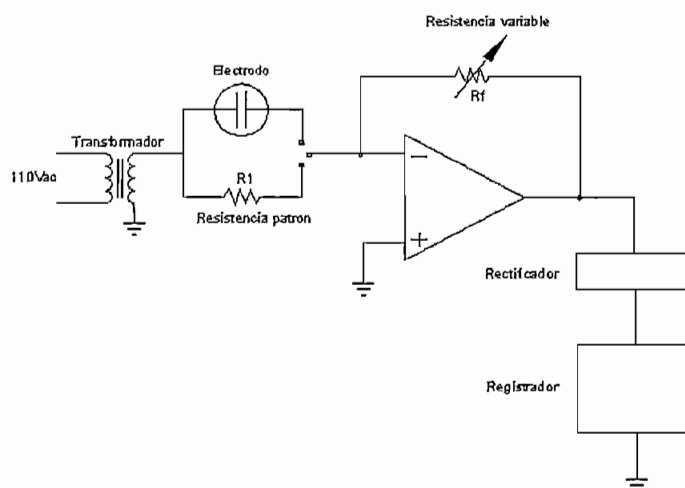


Figura 1.4 Circuito electrónico del instrumento de medición de EC.

En la **Figura 1.4** se muestra el circuito electrónico del instrumento para medición de EC, este contiene: un oscilador o fuente de alimentación alterna para polarizar al electrodo, un amplificador con una relación de rechazo en modo común (CMRR) alta y la ganancia adecuada, un rectificador y por último un filtro para mejorar el valor de voltaje DC que irá al registrador.

El instrumento electrónico para medir la EC es generalmente barato y simple. Por esta razón, las medidas de conductividad han encontrado gran aceptación en la industria, agronomía, laboratorios y en procesos de control como una herramienta analítica.

Dentro de esta categoría de equipos de medición existen 2 subcategorías que básicamente son: compactos y relativamente baratos para mediciones de soluciones de baja concentración o muy especializados pero de costo elevado para mediciones de soluciones de alta concentración.

Para el presente proyecto se construirá un conductímetro, que debido a su característica de transmitir una señal de corriente a distancia de 4 a 20 mA_{DC} para realizar control o visualización, se denomina **transmisor de EC**. Las características que debe tener el transmisor a construir son:

- * Utilizar elementos electrónicos de bajo costo.
- * Transmitir una señal de corriente de 4 a 20 mA_{DC} para realizar control y/o monitoreo.
- * Menor volumen gracias al empleo de circuitos integrados.
- * Capacidad de implementar en el mismo circuito la compensación de temperatura.

El diseño y construcción del transmisor de EC se lo realizará en el **Capítulo 2** de este proyecto.

1.4.2 REQUERIMIENTOS DE LAS PARTES QUE CONSTITUYEN UN TRANSMISOR DE EC

Existen características y propiedades que deben tener ciertas partes constitutivas del instrumento de medición de EC (transmisor de EC).

Las partes esenciales de un transmisor de EC son:

- a) Celda de EC
- b) Fuente alterna para alimentar a la celda de EC

a) Celdas de EC

Existen diferentes tipos de celdas de EC: de inserción, de flujo y de inmersión. Trabajan en sistemas automatizados en control continuo para ajustar flujos de agua tratada en desmineralizadores, aguas de calderas, circuitos de refrigeración, contaminaciones en ríos y lagos, ósmosis inversa y operaciones similares.

Otro campo de aplicación en el cual ha tenido una excelente aceptación es la agronomía, específicamente en cultivos en invernaderos con unidades de fertirrigación que trabajan a una EC final, de tal manera que se han hecho imprescindibles en cualquier explotación de productos agrícolas que pretenda nutrir de manera eficiente sus cultivos.

Existen celdas de EC cuyas geometrías de electrodos son: electrodos paralelos, electrodos concéntricos. Las celdas que tienen electrodos paralelos son usados para medir soluciones con concentraciones bajas en un rango de 0 a 200mS/cm; para medir soluciones de alta concentración se utiliza electrodos con geometrías más complicadas tales como electrodos concéntricos.

El tipo de celda de EC que se emplea en fertirrigación mide concentraciones bajas por lo que su geometría es sencilla y simplemente está formado por dos electrodos paralelos que son hojas cuadrados duras de platino, que se alinean paralelamente

entre si. Estos electrodos están rígidamente sostenidos a un espaciamiento, como se observa en la **Figura 1.1**.

Para tener una idea más clara de las partes que constituyen una celda de EC se muestra en la **Figura 1.5** sus partes constitutivas.

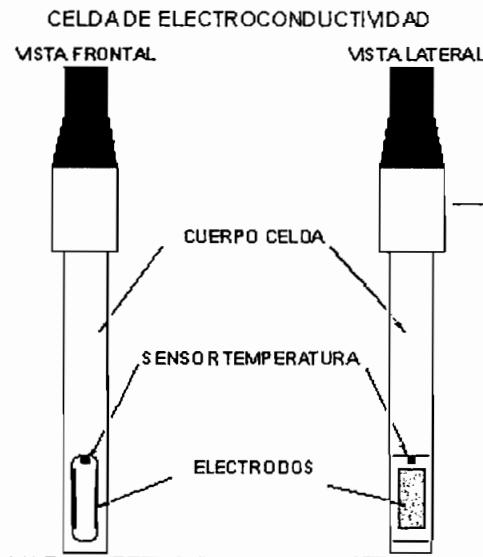


Figura 1.5 Celda de electroconductividad

Como se indica en la **Figura 1.5** los electrodos (dos placas metálicas) y el sensor de temperatura van fijados en el cuerpo de la celda; esta celda contiene un canal por donde ingresa la solución a medir para cerrar el circuito eléctrico.

Los electrodos suelen ser platinados para aumentar su superficie efectiva y evitar el deterioro; además, se reduce la capacitancia entre las placas lo que provoca una reducción al mínimo de las corrientes farádicas.

Los materiales de los cuales se construyen las placas conductoras del sensor son: níquel, carbono, acero inoxidable y aleaciones níquel-hierro, y algunos poseen un recubrimiento de oro.

Los materiales de los cuales se construye el cuerpo del sensor son: polivilcloridos, epoxis, siliconas/plásticos resistentes a la corrosión (para usos especiales). El cuerpo debe estar diseñado para soportar altas temperaturas y no destruirse con las soluciones en las cuales trabaja.

Por último, la celda tiene un sensor de temperatura que por lo general es un termistor de 10K fijo al cuerpo.

La resistencia real de la celda es una función no solo de la conductancia de la solución, sino también del volumen de la solución de conducción que se encuentra entre los electrodos. Si la superficie entre los electrodos es A y el espaciamiento es L, la resistencia de una celda de EC llena con una solución de EC específica (k) es:

$$R = \frac{L}{A * K} \quad \text{Ec. 1.6}$$

Por lo tanto, para usar una celda de EC se debe conocer la relación (L/A) que se llamada "constante de celda (C)". En la **Figura 1.6** se muestra los electrodos de una celda de EC, en este gráfico se observa el área (A) y la distancia de separación (L) entre ellas; estos parámetros definen la "constante de celda" de la celda de EC.

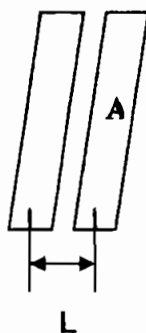


Figura 1.6 Parámetros para determinar la constante de celda

En la **Tabla 1.3** se indica algunas constantes de celda (C) y su respectivo rango o alcance de medición de EC.

Constante de celda (C)	Rango de medición de EC
0.01	0.055-20 $\mu\text{s}/\text{cm}$
0.1	0.5- 200 $\mu\text{s}/\text{cm}$
1.0	0.01-20 ms/cm
10.0	1-200 ms/cm

Tabla 1.3 Constantes de celda y rangos de medición de EC

Se puede determinar la constante de celda experimentalmente conociendo: la EC, la distancia que separa los electrodos dividida por su superficie.

Una vez determinado el valor de la constante de la celda los datos de conductividad obtenidos con la celda pueden convertirse fácilmente en valores de EC.

En conclusión, para seleccionar una celda de EC para medición es importante determinar el rango a medir de EC para elegir una celda de EC cuya constante de celda (C) permita cubrir el rango deseado de medición.

Para el buen uso de la celda de EC se debe tener algunos cuidados tales como limpiar las celdas de EC nuevas con una solución de ácido crómico y sulfúrico.

Los electrodos deben platinarse antes de ser usados. Por lo general la solución platinadora que se usa contiene: 3g de cloruro de platino y 0.02g de acetato de plomo diluidos en 100ml de agua. Para platinarse se debe sumergir los electrodos en la solución platinadora antes mencionada y hacer pasar una corriente de una pila seca de 1,5V; la corriente es tal que solo se desprenderá una pequeña cantidad de gas y por lo tanto se adhiere a los electrodos las partículas de platino.

Por ultimo, como solución patrón para la calibración del instrumento que mide la EC (transmisor de EC) se usa: cloruro de potasio, en solución acuosa de concentración

0.1 N que tiene una EC exacta de 12,88 mS/cm a 25°. Este tipo de soluciones son utilizadas en los laboratorios y en la agronomía para la calibración.

b) Fuente alterna para alimentar al electrodo de EC

Se usa una fuente de corriente alterna para eliminar los efectos de las corrientes farádicas y la polarización de los electrodos. Si se utiliza una corriente directa o continúa se producen efectos negativos; la capa de la solución cercana a los electrodos tiende a agotarse en las soluciones que se oxidan o reducen, y las superficies de los electrodos se alteran por los productos de la electrolisis, estos efectos no son apreciables si se trabaja a corrientes $<10^{-7}$ A.

Si se aplica una tensión perfectamente continua el gráfico resultante de Corriente vs. Tiempo de la **Figura 1.7** mostraría primero un pequeño transitorio (1) debido a la capacidad de la sonda y sus hilos de conexión, y seguidamente un corto período donde la corriente es estrictamente función de la conductancia (2), a continuación seguiría un periodo largo (3) durante el cual la electrólisis en las superficies de la sonda haría disminuir la corriente, hasta alcanzar un valor mínimo cuando se polariza el sensor. Un caso muy especial sucede cuando se utiliza una onda alterna senoidal en la cual se obtiene una media de los cuatro estados antes descritos.

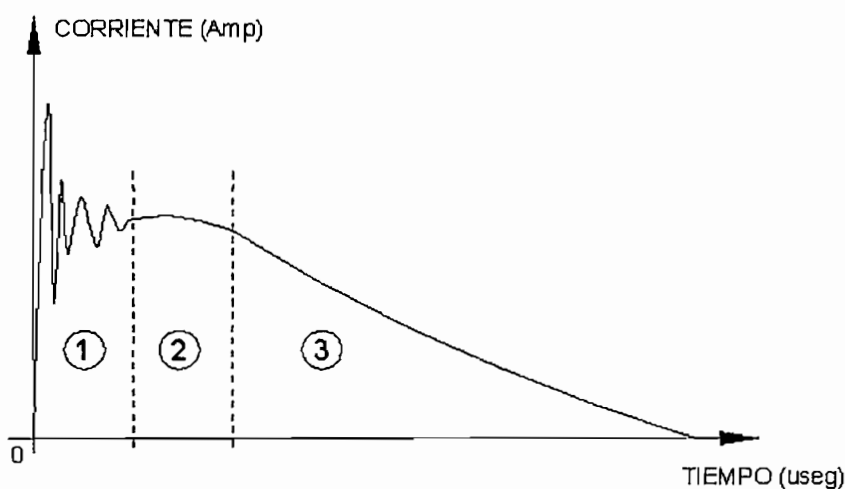


Figura 1.7 Corriente vs. Tiempo si alimenta con una tensión continúa.

Por lo tanto, para evitar la polarización de los electrodos, se aplica a los mismos una corriente alterna que, al variar de polaridad, evita la polarización de la solución en las regiones cercanas a los electrodos.

Razonando en la importancia de cada uno de estos cuatro estados, se nota que el único estado que interesa es el corto intervalo en el cual la corriente es estrictamente función de la conductancia; es decir, el corto intervalo que le sigue al transitorio. Por este motivo es recomendable la utilización de una onda alterna tipo cuadrada, la cual debe tener un periodo de subida lento de manera que quede minimizado el transitorio producido por la capacidad, y debe ser de una frecuencia lo bastante elevada para evitar la polarización de los electrodos.

Para todo lo expuesto se aplica a las celdas de EC una corriente alterna con una frecuencia entre 100 y 1000Hz.

Para obtener resultados satisfactorios es conveniente trabajar con una corriente alterna de 1000Hz y un valor de 10V, pero para trabajos de menor precisión se puede utilizar el voltaje normal de la red 60Hz en magnitud de 10V; pero en este caso si ocurren procesos farádicos, que se compensan por la facilidad y disponibilidad de este tipo de fuente.

Las fuentes de energía con frecuencias mucho mayores a 1000Hz crean problemas en la medición cuando se utiliza un puente. Esto se debe a la capacitancia de la celda y otras extrañas que provocan cambios de fase en la corriente difíciles de compensar.

1.5 LA ELECTROCONDUCTIVIDAD EN LA AGRONOMIA

Se ha mencionado que la electroconductividad es la capacidad que posee una sustancia para conducir la corriente eléctrica. Para el caso de aplicaciones en la agricultura, al medir este parámetro físico se determina y se evalúa la salinidad del

agua de riego; es decir, se determina la concentración total de los constituyentes ionizados en las soluciones, que está relacionada con la suma de los cationes/aniones determinada químicamente, y que por lo general tiene una gran correlación con el total de los sólidos disueltos.

La **Tabla 1.4** muestra las electroconductividades equivalentes a dilución infinita en soluciones acuosas a 25°C para los iones más usuales en agronomía, expresados en mS/cm por cada meq/l.

Cationes	L ^o +	Aniones	I ^o -
H ⁺	349.7	OH ⁻	198.0
Na ⁺	50.1	Cl ⁻	76.3
K ⁺	73.5	NO ₃ ⁻	71.4
NH ₄ ⁺	73.5	HCO ₃ ⁻	44.5
Mg ⁺²	53.0	CO ₃ ⁻²	69.3
Ca ⁺²	59.5	SO ₄ ⁻²	80.0
		HPO ₄ ⁻	33

Tabla 1.4 EC equivalentes a dilución infinita (3).

En la **Tabla 1.5** se puede comprobar la diferencia entre la EC real y la teórica (en mS/cm a 25°C) si no existieran fuerzas interiónicas en el seno de la disolución, para cuatro tipos distintos de aguas de riego en las cuales la concentración va en aumento.

Iones (meq/l)	Agua 1	Agua 2	Agua 3	Agua 4
CE teórica	362	1842	7694	9057
CE real	323	1310	5960	4360

Tabla 1.5 Diferencia entre EC real y teórica a 25 °C (3).

(3) Fuente: *Handbook of Chemistry and Physics*. David R. Lide, Editor in Chief. 73rd Edition

Se puede comprobar como la EC real se aleja de la teórica a medida que hay mayor cantidad de iones en la solución y conforme predominan los divalentes sobre los monovalentes. Así mismo, queda claro que usado directamente, éste es un método muy aproximado para el cálculo de la EC final de una disolución acuosa, que puede ser una mezcla fertilizante.

En el **Subcapítulo 1.6** se analizará la importancia de medir la EC en los invernaderos que es objetivo de este proyecto.

1.6 IMPORTANCIA DE MEDIR LA EC EN INVERNADEROS

1.6.1 INTRODUCCION

Como se indica en Secciones anteriores de este Capítulo, la lectura de la electroconductividad muestra en forma precisa y sencilla la concentración de solutos en una solución acuosa. Por lo tanto, la importancia de medir la EC del agua de riego en invernaderos es determinar la cantidad de nutrientes inyectados en ésta y que se está suministrando a un cultivo.

Con el avance de la ciencia y la tecnología; específicamente la electrónica, ahora se tiene sistemas automáticos que controlan la inyección de los fertilizantes y la acidez del agua de riego en los invernaderos realizando medidas de EC y pH, respectivamente, del agua mencionada.

El grado de automatización de una instalación es tan variable que puede oscilar desde un nivel denominado "cero" en el cual la apertura/cierre de válvulas para mezcla de fertilizantes y salida del agua dosificada al campo se realiza de forma manual, para la inyección de fertilizante se suele tener un solo tanque de mezcla; hasta un nivel denominado "automatismo total" en el que la puesta en marcha de los diferentes procesos de fertilización se realiza según la medición de variables que determinan las características del agua de riego que necesitan las plantas y por lo tanto, corrigen instantáneamente determinados parámetros de calidad de la misma (electroconductividad y pH), incluso hasta se puede llegar a tener un tanque para

cada sustancia (con lo que la instalación tendría un total de 6 tanques (9). Las ventajas/desventajas de utilizar un controlador de EC son:

Ventajas:

- Dosificar correctamente los nutrientes.
- Evitar daños ecológicos por uso excesivo de fertilizantes.
- Ahorro de agua.
- Crecimiento, productividad óptima de los cultivos.
- Control efectivo de plagas debido a la robustez de las plantas.

Desventajas:

- Costo inicial y costo de mantenimiento altos.
- Necesita personal técnico para operación del sistema.

1.6.2 CARACTERISTICAS Y RANGOS DE LA EC EN LA AGRONOMIA

Si se necesitaría trabajar en todo el rango de variación de la EC; es decir, desde soluciones muy concentradas cuya resistencia es muy próxima a cero hasta soluciones en las cuales la resistencia es tan alta que prácticamente impide el paso de la corriente eléctrica a través de la disolución, el rango de trabajo sería demasiado grande. Pero tomando como referencia las concentraciones que se utilizan en el campo de la fertirrigación que es objetivo de este proyecto, entonces la variable EC varía entre 1,0 a 6,0mS/cm; por lo tanto, el rango escogido para el acondicionador a diseñar será de **0 a 10mS/cm**.

A continuación, en la **Figura 1.8** se muestra el valor de la EC respecto a la concentración de la solución para algunos tipos de soluciones, además se observa en éste un comportamiento lineal de la variable EC hasta 200uS/cm con concentraciones de hasta 200mg/l.

(9) Fuente: *fertirrigación automatizada para riego en invernaderos*, 1998, Lorenzo Ponciano.

Pero cuando se tiene concentraciones altas que bordean y superan en peso el 30% del soluto con relación al peso total de la solución se presenta una no linealidad que incluso se convierte en una respuesta con pendiente negativa como se muestra en la **Figura 1.9**.

Para este tipo de soluciones que tienen un comportamiento no lineal se debe usar electrodos especiales. Puesto que, para el rango escogido de EC a medir que es de 0 a 10 mS/cm, se observa un comportamiento lineal, por lo tanto se condiciona que se trabajará con soluciones cuya concentración garantiza un trabajo en la zona lineal.

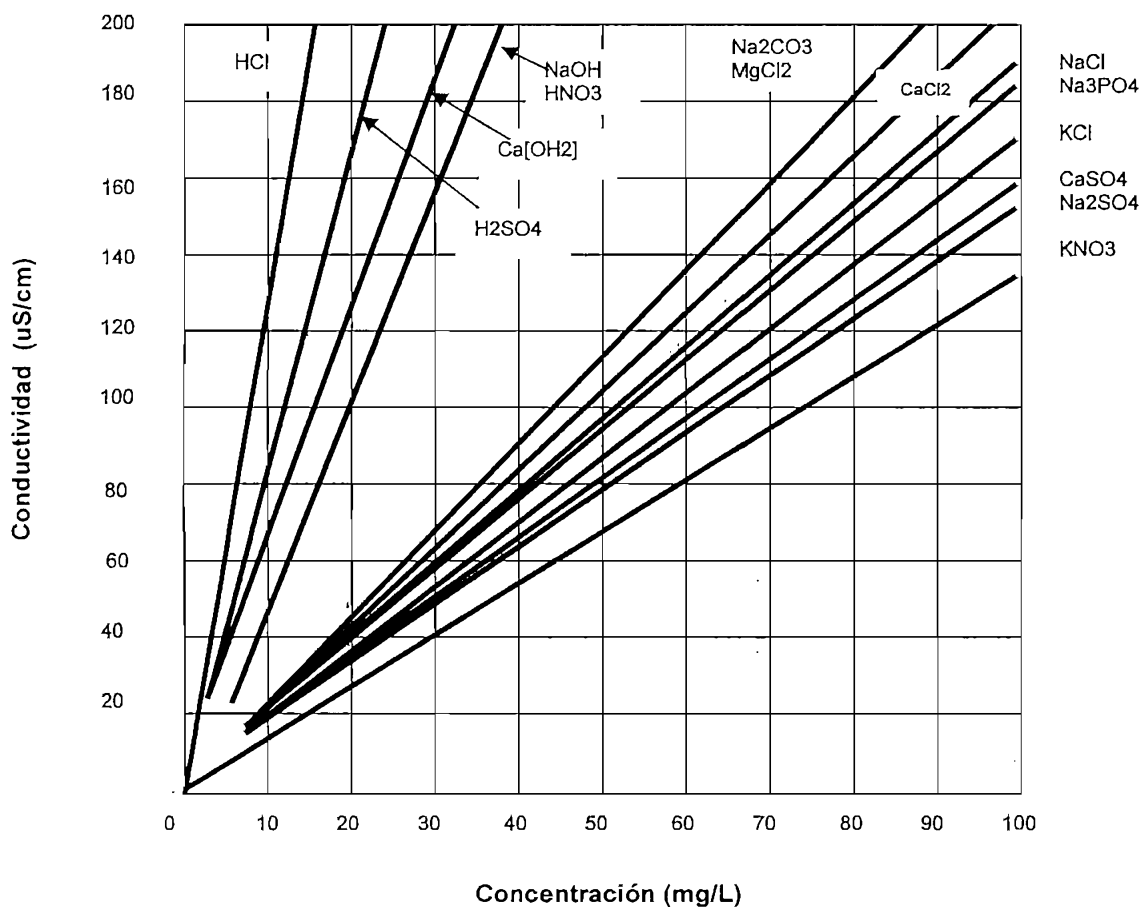


Figura 1.8 Gráfico de la concentración vs EC de varias soluciones

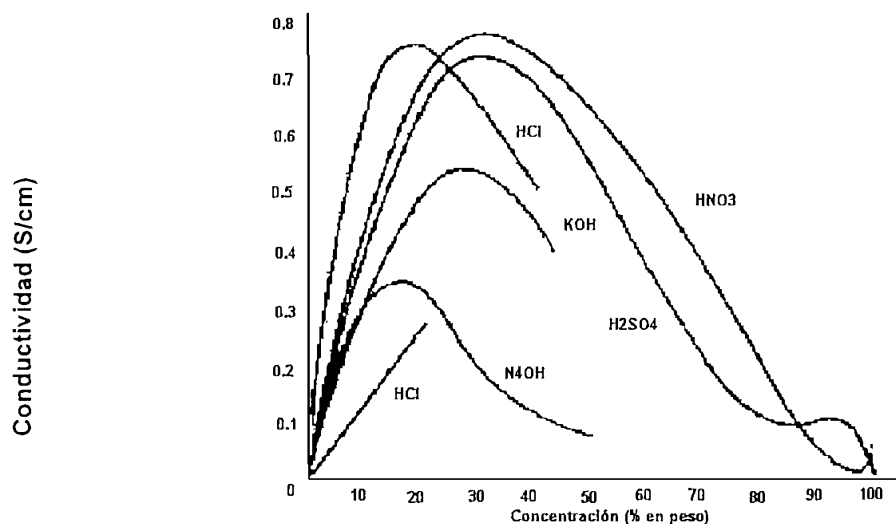


Figura 1.9 Concentración vs EC para soluciones de alta concentración

Como se dijo anteriormente, puesto que por los cambios de temperatura se necesita realizar una corrección al valor leído de EC se presenta la necesidad de definir también un rango de temperatura de trabajo para cuando se realice la medición de EC; para esto hay que analizar las condiciones reales de trabajo. Para el caso de instalaciones en invernaderos, el rango de la temperatura se considera de 0 a 50°C (11). Este rango de temperatura toma en consideración todos los posibles cambios que pueden darse durante un ciclo de cosechas.

1.6.3 LUGAR DE MEDICION

El lugar de medición de la EC debe ser un sitio donde se garantice que el agua de riego con un cierto valor de EC efectivamente se traduzca en valores correctos para el tipo de cultivo con el que se está trabajando.

(11) Fuente: *Manual de funcionamiento y usuario Transmisor de EC y PH, Hanna Instruments, 1998.*

Por lo tanto, el lugar donde se debe realizar la lectura es a la salida del agua al campo o invernadero para su riego. Se debe garantizar que toda la solución sea homogénea, en un volumen deseado y con un valor de EC predeterminada por el ingeniero agrónomo.

1.6.4 CONTROLADORES DE EC USADOS EN INVERNADEROS

En esta sección se explica las funciones de un controlador automático para riego comercial, este controlador permite realizar un control automático de EC y pH. El objetivo de analizarlo, es determinar las funciones que realiza, sobre que actuadores opera, que señales lee como entradas, ventajas que ofrece al usuario. Del análisis que se realiza se tendrá una idea más clara de las funciones que debe cumplir el controlador de EC a diseñar, y que es objetivo de este proyecto.

CONTROLADOR DE EC

Constituyen un completo sistema informático para el suministro de agua y fertilizantes en cantidades precisas a los cultivos según parámetros de electroconductividad y acidez.

La programación del riego es por volumen. La programación de la fertilización tiene la posibilidad de tener 4 tanques de abono independientes, inyectando en paralelo fertilizantes de cada tanque según una proporción ordenada por el controlador para cada programa de riego. Esta fertilización se realiza midiendo la electroconductividad del agua de riego con un sensor de EC y además se mide la acidez con un sensor de pH; es decir se tiene un control de la electroconductividad y del pH.

El sistema de aplicación de fertilizante es por medio de electroválvulas y venturis o bombas magnéticas, a las que se dan unos impulsos de activación en una proporción de tiempo relacionada con el desfase de la conductividad y la proporción dada.

En forma manual también se puede iniciar o parar un programa de riego e incluso parar todo el equipo y anular la función de alarma.

El sistema dispone de alarmas por defectos de conductividad o acidez, además entradas para contadores volumétricos que controlarán errores en la inyección de fertilizantes, controla las roturas de tuberías, válvulas obstruidas o cualquier otro defecto de presión. En todos los casos en que se produzcan anomalías, el sistema obrará automáticamente en consecuencia e informará de ellas en un registro de anomalías o alarmas.

Consulta por programa los valores del riego en curso; es decir, los parámetros con los cuales está seteado el controlador en el momento de operación, además que posee lectura de un sensor que mide la radiación acumulada desde el último riego. El equipo registra un histórico del día en curso y de los 3 últimos días, en el que se guarda: el número de activaciones de cada sector de riego debido a que el sistema puede regar hasta 8 sectores con valores diferentes de EC y pH, guarda la medida de conductividad y pH que ha leído de los sensores, guarda el valor acumulado de los cuatro fertilizantes y la radiación total acumulada.

El panel frontal del controlador dispone de un sinóptico de leds indicativo de las salidas activadas similar a un PLC común.

Existen versiones más especializadas que disponen de un puerto de comunicación para enlazar con un ordenador tipo PC para poder programar y monitorear desde el mismo. Se utiliza un enlace RS232 cuando el PC esté a menos de 15 metros o RS485 para grandes distancias y para redes.

1.6.5 CARACTERISTICAS DEL CONTROLADOR DE EC A DISEÑAR

Específicamente en este proyecto se medirá la EC del agua de riego y que a su vez es parte de un sistema automático de control para la inyección de fertilizantes en el

agua de riego, que garantiza una mezcla homogénea y en concentración adecuada para luego ser regada a las plantas del invernadero.

Después de analizar y determinar las funciones que realiza un controlador comercial de electroconductividad, ahora se procede a determinar las funciones operativas que debe tener el controlador de EC a diseñar.

- Medir el valor de electroconductividad del agua que se va a regar a las plantas.
- En base a la medida de la EC se implementará un programa de control en un PLC que realizará las funciones siguientes: operar las electroválvulas que permiten la inyección de fertilizantes que provienen de dos tanques de mezcla y que se inyectará en paralelo al agua de riego por medio de inyectores tipo venturi.
- Además tendrá como entradas adicionales los estados de los sensores de nivel para llenado/vaciado del tanque de mezclas.
- La mezcla de los fertilizantes con el agua de riego se realizará en un circuito cerrado. El agua y fertilizantes se harán recircular en este circuito cerrado para garantizar una mezcla homogénea. Esto añadirá seguridad al sistema pues la mezcla se liberará al invernadero solamente cuando ésta haya llegado al nivel de EC deseado.
- Además el control se lo realizará por volumen de agua, es decir el programa de control que se implementará en un PLC debe contar el volumen de agua a mezclar y este valor será predefinido por el usuario.
- El sistema tendrá que estar provisto de alarmas para condiciones anormales de funcionamiento.
- Para realizar monitoreo, control y guardar datos el controlador deberá comunicarse con una PC.

1.7 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR DE EC

En la sección anterior se explicó las funciones de un controlador de EC comercial; el objetivo de analizarlo era tener una referencia para construir el controlador que es objetivo de la tesis. Anteriormente ya se mencionó las características que debe tener el controlador de EC; ahora, para una mejor comprensión del lector se realiza un diagrama de bloques funcionales de las partes constitutivas del controlador a diseñar. Otra ventaja de mostrar el diagrama de bloques funcionales es dividir el diseño del controlador en etapas para una mejor organización al diseñar las diferentes partes. En la **Figura 1.9** se muestra el diagrama mencionado.

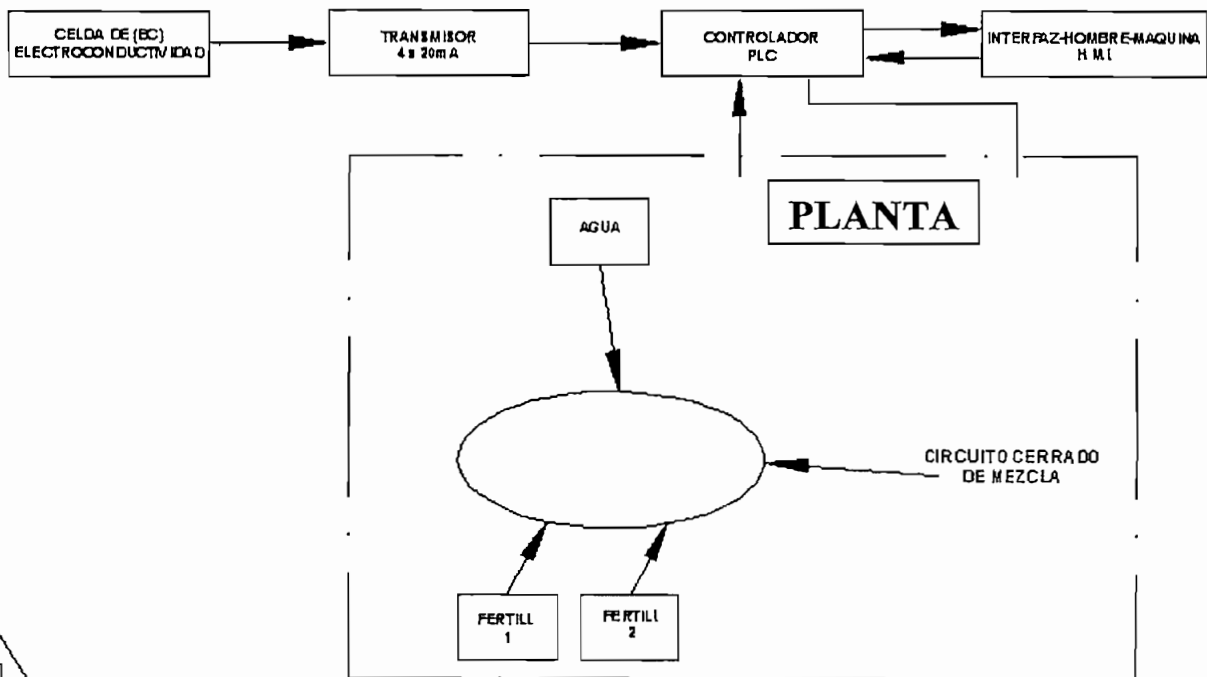


Figura 1.9 Diagrama de bloques del controlador de EC

CAPÍTULO 2.

DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL TRANSMISOR DE EC

2.1 INTRODUCCION

En este capítulo se describe el diseño e implementación del bloque transmisor de EC que se encuentra en el proceso, el cual transmitirá señal normalizada de corriente de 4 a 20 mA_{DC}.

Previo al diseño, en primera instancia se necesita determinar el rango de variación de la variable del proceso EC para definir el tipo de sensor que se necesita. Después de elegir el sensor apropiado, se requiere estudiar sus características para realizar el diseño del acondicionador de señal que proveerá la corriente normalizada.

2.2 RANGO DE LA VARIABLE EC Y TEMPERATURA

En el **Capítulo 1** se determinó el rango de la variable EC a medir, el cual va desde 0 a 10mS/cm. También se dedujo que la variable es lineal.

Respecto a la temperatura, se determinó que el rango de variación es de 0 a 50°C, con un comportamiento no lineal.

2.3 CARACTERISTICAS DEL SENSOR DE EC

Respecto al sensor de EC, la teoría de funcionamiento se presentó en el Capítulo anterior, por lo que ahora se indican las características del sensor elegido para esta aplicación.

Características:

- Cuerpo de epoxi 12mm
- Constante de Celda $K = 1.000 \pm 10\%$
- Rango de temperatura de trabajo 0 a 60°C
- Precisión $\pm 0.2\%$
- Compensación de temperatura Termistor interno de $10\text{K}\Omega$; NTC
- Rango de medida de EC 0 a 10mS/cm

2.4 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL TRANSMISOR

Se ha realizado un análisis del comportamiento de la variable, el tipo de señal que entrega el sensor de EC a la salida, incluso se analizó el circuito de un medidor de EC; a partir de ese conocimiento se presenta en la **Figura 2.1** el diagrama de bloques del transmisor a diseñarse en este proyecto.

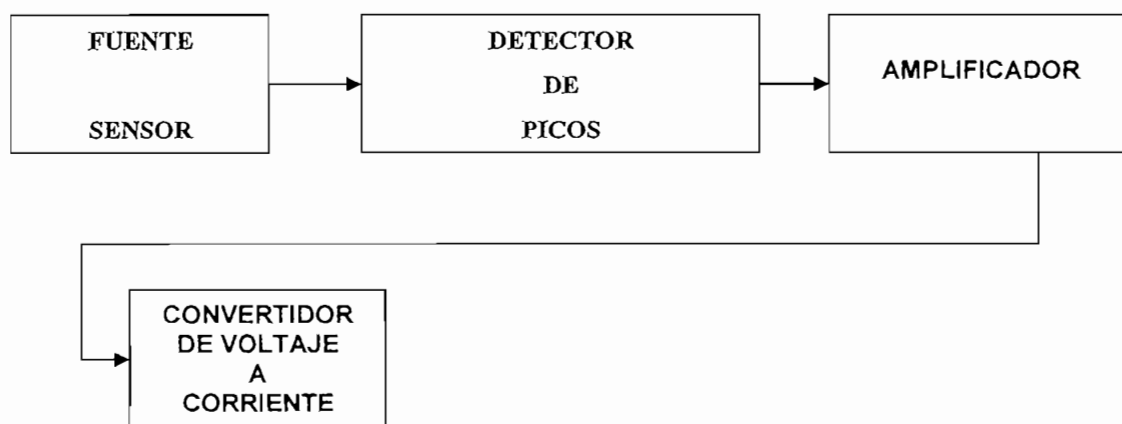


Figura 2.1 Diagrama de bloques del transmisor de EC a diseñar

La fuente de alimentación sirve para que el sensor pueda cumplir con su tarea de medir la EC. Se requiere un voltaje entre 10 y 20 V con una frecuencia de alrededor de 1 KHz.

El circuito detector de picos tiene como función determinar la amplitud del voltaje DC que será proporcional al valor de EC que se está midiendo en el campo.

El circuito amplificador recibe como entrada la señal del circuito detector de picos y la amplifica; esto es, darle una ganancia y además suma un voltaje DC para corrección de Offset. Esto con el objetivo de entregar una señal que varíe de 0 a 10 V_{DC} para un valor de EC que varíe de 0 a 10mS/cm.

Por último, el bloque convertidor de voltaje a corriente recibe a su entrada la señal de voltaje de 0 a 10 V_{DC} y la transforma en una señal de corriente proporcional de 4 a 20mA_{DC} que es apta para la transmisión al PLC o a cualquier controlador o red que trabaje con este estándar.

2.5 DISEÑO DEL TRANSMISOR DE EC

Después de haber explicado la función que realiza cada uno de las etapas del transmisor se procede a su diseño.

2.5.1 DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION DEL SENSOR DE EC

Para alimentar el sensor de EC se necesita una fuente de frecuencia 1KHz. Para generar esta señal se optó por diseñar un oscilador de onda cuadrada en base a amplificadores operacionales; esto es, un multivibrador a estable.

En la **Figura 2.2** se muestra el diagrama del circuito oscilador propuesto.

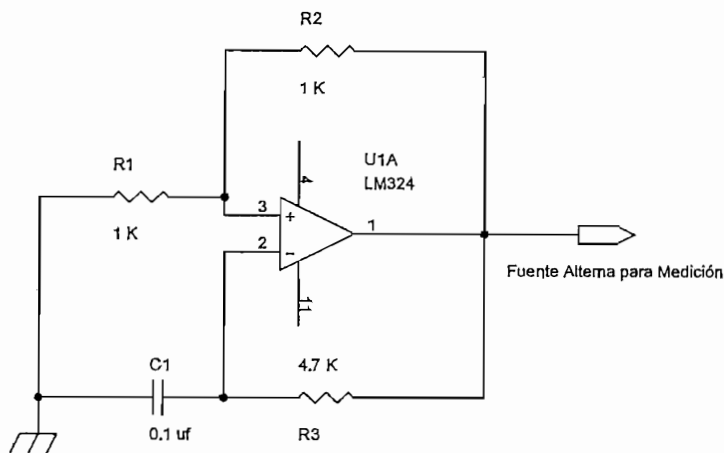


Figura 2.2 Fuente de alimentación del sensor de EC

El funcionamiento del circuito mostrado se basa en la carga/descarga del capacitor (C1) que está entre la referencia y la entrada inversora del amplificador operacional. Cuando el voltaje que ingresa a la entrada no inversora es mayor que el voltaje que ingresa a la entrada inversora entonces la salida del amplificador se satura y por lo tanto su valor es igual al valor de la fuente positiva de polarización. Cuando el voltaje que ingresa a la entrada no inversora es menor que el voltaje que ingresa a la entrada inversora entonces la salida del amplificador se corta y por lo tanto su valor es igual al valor de la fuente negativa de polarización. En resumen:

$$V_d = V_3 - V_2$$

Ec. 2.1

siendo V_d = voltaje diferencial

$V(+)$ = Voltaje que ingresa a la entrada no inversora.

$V(-)$ = Voltaje que ingresa a la entrada inversora.

si $V_d > 0 \Rightarrow V_{out} = +V_{cc}$

$V_d < 0 \Rightarrow V_{out} = -V_{cc}$

siendo V_{out} = Voltaje salida del amplificador operacional(A.O.).

$-V_{cc}$ = Voltaje polarización negativo del A.O.

$+V_{cc}$ = Voltaje polarización positivo del A.O.

En la **Figura 2.3** se muestra las formas de onda que entrega el circuito oscilador (multivibrador aestado)

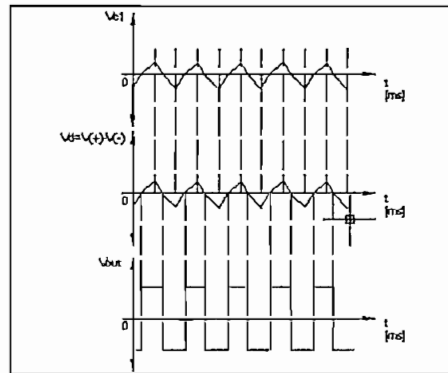


Figura 2.3 Formas de onda del multivibrador aestado

A continuaci3n se procede a determinar la funci3n de transferencia del circuito; para esto se realiza un an3lisis en la mitad del per3odo; es decir, de 0 a $(T/2)$.

$$0 - T/2 \quad V_{in} = +E + V_i \quad \text{Ec. 2.2}$$

$$V_f = +E$$

$$V(t) = E + (V_i - E) * e^{-t/\tau} \quad \text{Ec. 2.3}$$

$$V_o = V_1$$

$$V_{final} = V_1 = -E \quad \text{Ec. 2.4}$$

De lo anterior se demuestra que el voltaje de salida en este intervalo de tiempo es el valor de la fuente negativa, debido a que el voltaje diferencial es negativo y por lo tanto la salida se corta al valor de la fuente negativa.

Para el intervalo de $T/2$ a T se realiza un an3lisis similar al anterior para determinar el voltaje de salida. Ahora en cambio el voltaje diferencial es positivo por lo que la salida se satura al valor de la fuente positiva.

$$T/2 - T \quad V(t) = -E + (V_i + E) * e^{\left(\frac{t-T}{2}\right) / \tau} \quad \text{Ec. 2.5}$$

$$V_{-(T/2)} = V_i = E + (-V_i - E) * e^{\frac{-T}{2\tau}} \quad \text{Ec. 2.6}$$

$$e^{\frac{-T}{2\tau}} = \frac{E - V_1}{E + V_1} \quad \text{Ec. 2.7}$$

$$\text{si } R_1 = R_2 \Rightarrow V_{\text{final}} = V_1 = +E \quad \text{Ec. 2.8}$$

De este análisis se concluye que primero la onda de salida es negativa en el semiperiodo (0-T/2) y después la onda de salida es positiva en el semiperiodo (T/2-T); es decir, se obtiene una onda cuadrada cuya amplitud depende del valor de la fuente de alimentación del amplificador operacional. La **Ecuación 2.12** determina la frecuencia de oscilación del multivibrador aestable diseñado.

$$e^{\frac{-T}{2\tau}} = \frac{E - \frac{E}{2}}{E + \frac{E}{2}} = 1/3 \quad \text{Ec. 2.9}$$

$$-\frac{T}{2\tau} = \ln \frac{1}{3} = -1.1 \quad \text{Ec. 2.10}$$

$$T = 2.2 * R_3 * C_1 \quad \text{si } R_1 = R_2 \Rightarrow \quad \text{Ec. 2.11}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{0.46}{R_3 * C_1} \quad \text{Ec. 2.12}$$

Reemplazando valores en la **Ecuación 2.12** se tiene:

Para $f = 1 [KHz]$ y si $R_1 = R_2 = 1K\Omega$

$$\rightarrow f = \frac{0,46}{R_3 * C_1}$$

$$\text{asumiendo } C_1 = 0,1\mu F \rightarrow R_3 = \frac{0,46}{1000 * 0,1 * 10^{-6}} = 4,6K\Omega$$

$$\text{pero } R_3 = 4,7K\Omega \rightarrow f = 978,7KHz$$

Con lo que se obtiene una onda cuadrada con un voltaje pico-pico de 24V y una frecuencia de aproximadamente 1KHz; es decir, se cumple con los requerimientos de la fuente para alimentar a los electrodos del sensor de EC según lo explicado en el **Capítulo 1**.

2.5.2 DISEÑO DEL DETECTOR DE PICOS

El propósito es obtener un voltaje DC cuya amplitud dependa directamente del valor de la EC que tiene la solución de prueba y además de la temperatura de la misma cuando realiza la medición.

Con este fin se diseña, en primer lugar, un circuito rectificador de media onda en base a amplificadores operacionales y, en segundo lugar, un filtro pasa-bajos para recuperar el rizado de la señal rectificada; esta señal de voltaje será de gran utilidad en la siguiente etapa.

El circuito detector de picos propuesto se muestra en la **Figura 2.4**.

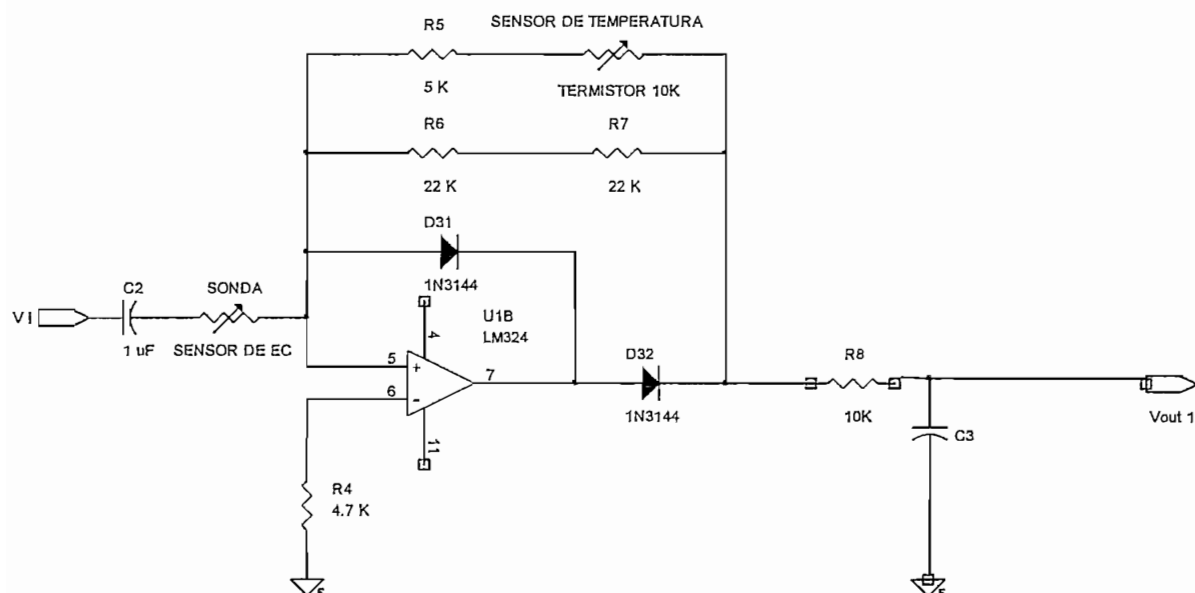


Figura 2.4 Circuito detector de picos a diseñar.

El circuito mostrado es un rectificador de media onda inversor y que tiene a su salida un filtro pasa-bajos de primer orden que detecta los picos de la onda rectificada de salida.

El principio de funcionamiento del circuito se basa en el trabajo de los diodos (D31 y D32) que trabajan en conducción/no conducción dependiendo de la polaridad del voltaje que ingresa a la entrada inversora. Cuando el voltaje que ingresa a la entrada inversora es positivo el diodo D31 se polariza directamente mientras que el diodo D32 no conduce debido a que está en polarización inversa. Cuando el voltaje que ingresa a la entrada inversora es negativo el diodo D31 se polariza inversamente por lo que no conduce, mientras que el diodo D32 se polariza directamente y por lo tanto conduce, con lo cual el circuito se comporta como un amplificador inversor de ganancia variable; es decir, el ciclo de voltaje negativo de la onda que ingresa a la entrada inversora del amplificador se invierte con la posibilidad de ajuste de ganancia dependiendo de la EC de la solución de prueba que está midiendo el sensor (constituye la resistencia de entrada RA) y de la temperatura de la solución, cuyo sensor está ubicado en el lazo de realimentación (el sensor de temperatura en conjunto con otras resistencias constituye la resistencia de realimentación RF).

Como se dijo en las características del sensor de EC, el sensor de temperatura que se va a usar es un termistor de $10K\Omega$ (tipo resistivo) cuya respuesta presenta una pendiente negativa (NTC).

A continuación se muestra la respuesta del sensor de temperatura para un determinado rango de trabajo; para este diseño se asume un rango de trabajo entre: 0 a $50\text{ }^{\circ}\text{C}$; como se observa en la **Figura 2.5**.

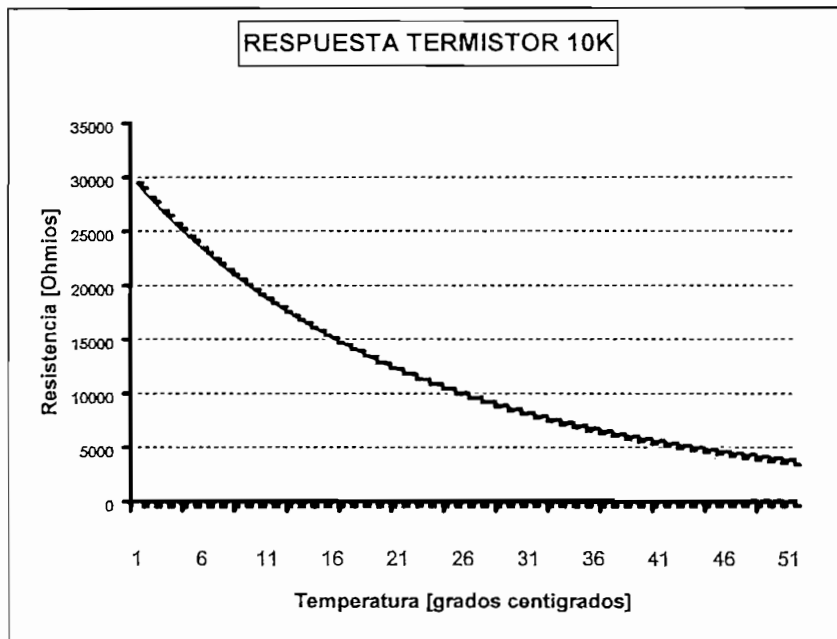


Figura 2.5 Respuesta del termistor 10K (sensor de temperatura)

Para corregir la no linealidad del termistor T10K se tiene un juego de resistencia en serie/paralelo como se indica en la **Figura 2.4**.

A continuación se procede a determinar la función de transferencia del circuito a diseñar; para esto se realiza un análisis tanto en el semiperíodo positivo de la señal que ingresa a la entrada inversora del circuito, como en el semiperíodo negativo de la misma.

Para el periodo de 0 a $T/2$, cuando la onda de voltaje es positiva, se realiza el análisis y se muestra el circuito equivalente para este intervalo en la **Figura 2.6**.

PARA CICLOS POSITIVOS

$0 < t < T/2$ ciclo positivo

$D32$ en PD

$D31$ en PI $\Rightarrow V_o = 0$

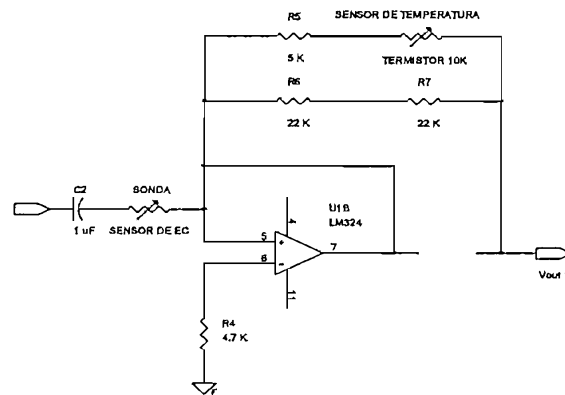


Figura 2.6 Circuito equivalente del rectificador para $0 < t < T/2$.

Ahora se realiza el análisis de $T/2 < t < T$, cuando el voltaje de entrada al rectificador es negativo. Para este período de tiempo el circuito equivalente se muestra en la **Figura 2.7**. A continuación se muestra el análisis para este semiperíodo.

PARA CICLOS NEGATIVOS

$T/2 < t < T$ ciclo negativo

D32 en PI

D31 en PD $\Rightarrow V_+ = V_- = 0$

$$\frac{V_i - V_-}{R_a} + \frac{V_o - V_-}{R_f} = 0 \quad \text{Ec. 2.13}$$

$$V_o = -\frac{R_f}{R_a} * V_i \quad \text{Ec. 2.14}$$

si $R_f = (R_5 + R_{\text{termistor}}) // (R_6 + R_7)$

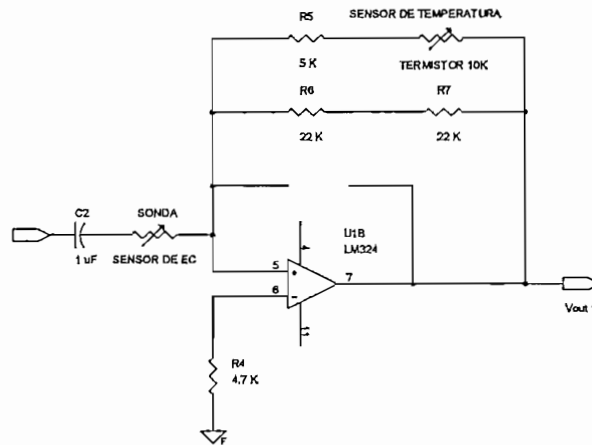


Figura 2.7 Circuito equivalente para el período $T/2 < t < T$

Después de haber realizado el análisis en los dos semiperíodos se determina la función de transferencia del circuito dando el resultado que se muestra en la **Ecuación 2.15**

$$V_o = -\frac{R_f}{R_a} * V_i \quad \text{Ec. 2.15}$$

s i $R_f = (R5 + R_{termistor}) // (R6 + R7)$

Por lo tanto, la función de transferencia del circuito rectificador es:

$$V_{out1} = -\frac{(R5 + R_t) // (R6 + R7)}{R_{sensor}} * V_i (\text{onda cuadrada}) \quad \text{Ec. 2.16}$$

Reemplazando valores en la **Ecuación 2.16** se tiene:

$$V_{in} = 12 \text{ V (amplitud)}$$

$$V_{out} \in \{0 - 12\} \text{ V}$$

$$G = \frac{R_f}{R_a} = 1 \quad \text{Ec. 2.17}$$

$$R \text{ termistor} \in \{5 - 30\} \text{ K}\Omega$$

$$R \text{ sensor} \in \{0 - 15\} \text{ K}\Omega$$

$$\rightarrow 1 = \frac{(R_5 + R \text{ termistor}) // (R_6 + R_7)}{R \text{ sensor}} \quad \text{Ec. 2.18}$$

$$13,17 \text{ K}\Omega = \frac{(R_5 + R \text{ termistor}) * (R_6 + R_7)}{R_5 + R \text{ termistor} + R_6 + R_7} \quad \text{Ec. 2.19}$$

$$\text{si } R \text{ termistor} = 15 \text{ K}\Omega \text{ cuando } T = 25^\circ \text{ C}$$

$$13,17 = \frac{(R_5 + 15 \text{ K}\Omega) * (R_6 + R_7)}{15 \text{ K}\Omega + R_5 + R_6 + R_7} \quad \text{Ec. 2.20}$$

$$\text{si } R_6 = R_7 = 22 \text{ K}\Omega$$

$$\rightarrow R_5 = 5 \text{ K}\Omega$$

Como se muestra en la **Figura 2.4** para detectar los picos de la onda rectificada se utiliza un filtro pasa-bajos de primer orden a la salida del rectificador.

La función de transferencia del filtro pasa-bajos (pendiente 20dB/dec) se muestra en la **Ecuación 2.21**.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{[1 + (f / f_c)^2]^{1/2}} \quad \text{Ec. 2.21}$$

$$f = \frac{1}{2\pi * R_3 * C_3} \quad \text{Ec. 2.22}$$

Como necesitamos obtener la componente DC de la onda se filtrará las componentes fundamental y armónicas; por lo tanto, la frecuencia de corte del filtro debe ser tal que la frecuencia fundamental de 1KHz se atenué en un 99%.

Experimentalmente se va a determinar la frecuencia de corte óptima del filtro. Realizando algunas pruebas se obtuvo que los valores de R_3 es $1 \text{ K}\Omega$ y C_3 es $1 \mu\text{f}$

con los cuales se obtiene una respuesta óptima; por lo tanto, la frecuencia de corte del filtro es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi * 1000 * 1 \times 10^{-6}} = 159,16 Hz \quad \text{Ec. 2.23}$$

Con esta frecuencia de corte se garantiza que la componente fundamental y las armónicas se filtran en un 99%.

Al final se tiene como salida del circuito una onda de voltaje continuo cuya amplitud depende directamente del valor de EC de la solución de prueba y que puede variar de 0 a 10mS/cm. Además el circuito provee la compensación de temperatura en un rango de 0 a 50 °C. Por lo tanto, cumple los requerimientos que se fijaron para el circuito detector de picos.

2.5.3 DISEÑO DEL CIRCUITO AMPLIFICADOR

Como la señal que entrega el detector de picos no es normalizada se necesita un circuito amplificador para que entregue a su salida un voltaje de 0 a 10 Vdc proporcional al valor de EC de la solución de prueba, además debe brindar la posibilidad de ajuste de ganancia y corrección del punto cero (offset) para calibración.

Para diseñar este circuito se optó por usar un amplificador de instrumentación, el **AD622**, debido a las ventajas como: alto relación de rechazo en modo común (CCMR), ajuste de ganancia directamente con una resistencia entre dos pines, ajuste de offset con un voltaje en uno de los pines.

El **AD622** está compuesto internamente por 3 amplificadores operacionales, cuyo ajuste de ganancia se realiza simplemente con una resistencia conectada a los pines

del mencionado integrado; además, este circuito integrado (C.I.) tiene un pin para ajuste del offset conectando directamente una fuente de voltaje. Para más detalles acerca de este amplificador favor referirse al **Anexo B** donde se encuentra las hojas de datos del mismo.

Para el diseño se utiliza la función de transferencia proporcionada por el fabricante para el ajuste de la ganancia, la Ecuación mencionada es la **Ecuación 2.24**.

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= V_{in} * G \\
 R_g &= \frac{50.5 \text{ K}\Omega}{G-1} && \text{Ec. 2.24} \\
 \Rightarrow G &= \frac{50.5 \text{ K}\Omega}{R_g} + 1
 \end{aligned}$$

Pero también el fabricante propone la utilización de una tabla para el dimensionamiento de la ganancia, la cual se muestra en la **Tabla 2.1**.

Desired Gain	1% Std. Table Value of R_G, Ω	Calculated Gain
2	51.1 k	1.988
5	12.7 k	4.076
10	5.62 k	9.986
20	2.67 k	19.91
33	1.58 k	32.96
40	1.3 k	39.85
50	1.02 k	50.50
65	787	65.17
100	511	99.83
200	255	199.0
500	102	496.1
1000	51.1	989.3

Tabla 2.1 Tabla para determinar la ganancia (G) en función de R_g .

Tomando en cuenta que se necesita un ajuste de ganancia de 1 hasta 10, se empleó un potenciómetro de 100K Ω como resistencia (R_g); mientras que, para el ajuste de offset simplemente se realizó un divisor de tensión que garantice tener

una variación de voltaje entre 4 a $-4 V_{DC}$ a la entrada del pin del **AD622** para el ajuste del offset.

En la **Figura 2.8** se muestra el circuito diseñado; como se indicó, el circuito provee una ganancia variable, para manipular la pendiente de la recta con el potenciómetro (Pg), El ajuste de offset se lo realiza con el potenciómetro (Po).

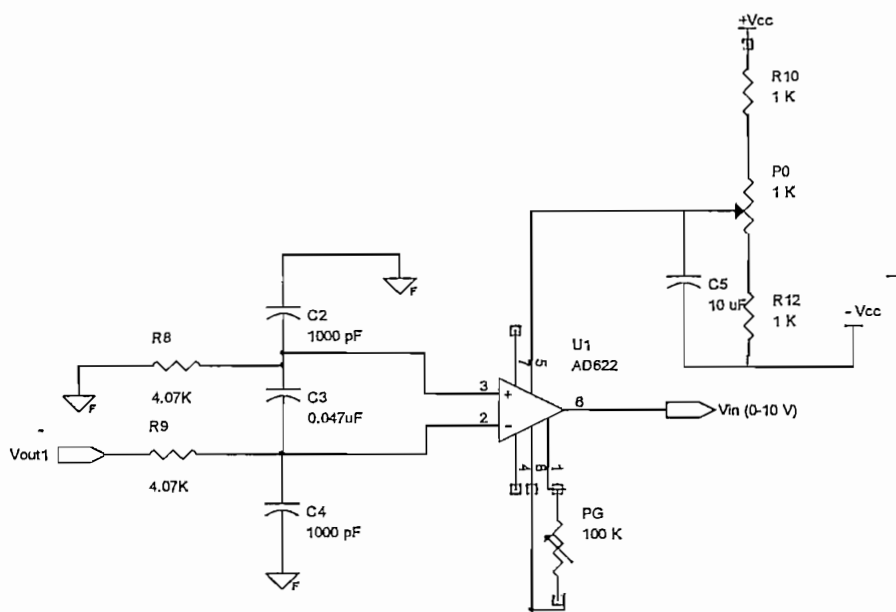


Figura 2.8 Circuito amplificador diseñado

Pruebas iniciales demostraron que a la salida se tendrá un voltaje continuo de 0 a $10V_{DC}$ cuando se esté midiendo la EC de la solución de prueba que debe estar entre 0 a $10mS/cm$.

2.5.4 DISEÑO DEL CONVERTIDOR DE VOLTAJE A CORRIENTE

Para la transmisión se necesita convertir el voltaje que varía de 0 a $10 V_{DC}$ y que es entregado por el amplificador, en una señal de corriente estandarizada de 4 a $20mA_{DC}$.

Con este objetivo se buscó un circuito integrado que realiza la conversión de voltaje a corriente con gran precisión. El C.I. que cumple con esta función es el **AD694**; las ventajas que ofrece este C.I. son: buena fiabilidad, bajo porcentaje de error, alta precisión, ahorro de espacio, facilidad de configuración, etc. Para más información acerca del CI **AD694**, las hojas de datos se encuentran en el **Anexo C**.

El fabricante, en sus hojas de datos, proporciona una tabla en la cual se configura de manera muy fácil el **AD694A**. A continuación, en la **Tabla 2.2**, se muestra la misma.

Table 1. Precalibrated Ranges for the AD694

Input Range	Output Range	Voltage Reference	Min V_s	Pin 9	Pin 4	Pin 8
0-2 V	4-20 mA	2 V	4.5 V	Pin 5	Pin 5	Pin 7
0-10 V	4-20 mA	2 V	12.5 V	Pin 5	Open	Pin 7
0-2.5 V	0-20 mA	2 V	5.0 V	≥ 3 V	Pin 5	Pin 7
0-12.5 V	0-20 mA	2 V	15.0 V	≥ 3 V	Open	Pin 7
0-2 V	4-20 mA	10 V	12.5 V	Pin 5	Pin 5	Open
0-10 V	4-20 mA	10 V	12.5 V	Pin 5	Open	Open
0-2.5 V	0-20 mA	10 V	12.5 V	≥ 3 V	Pin 5	Open
0-12.5 V	0-20 mA	10 V	15.0 V	≥ 3 V	Open	Open

Tabla 2.2 Configuración del rango de trabajo del AD694

Como los requerimientos del circuito convertidor de voltaje a corriente son: voltaje de entrada de 0 a 10V_{DC}, corriente de salida de 4 a 20mA_{DC}, posibilidad de aislamiento, alimentación desde una fuente de 24V_{DC}. Tomando como referencia a la **Tabla 2.2** se configura el **AD694** de tal manera que proporcione los requerimientos pedidos. En la **Figura 2.9** se muestra el circuito diseñado.

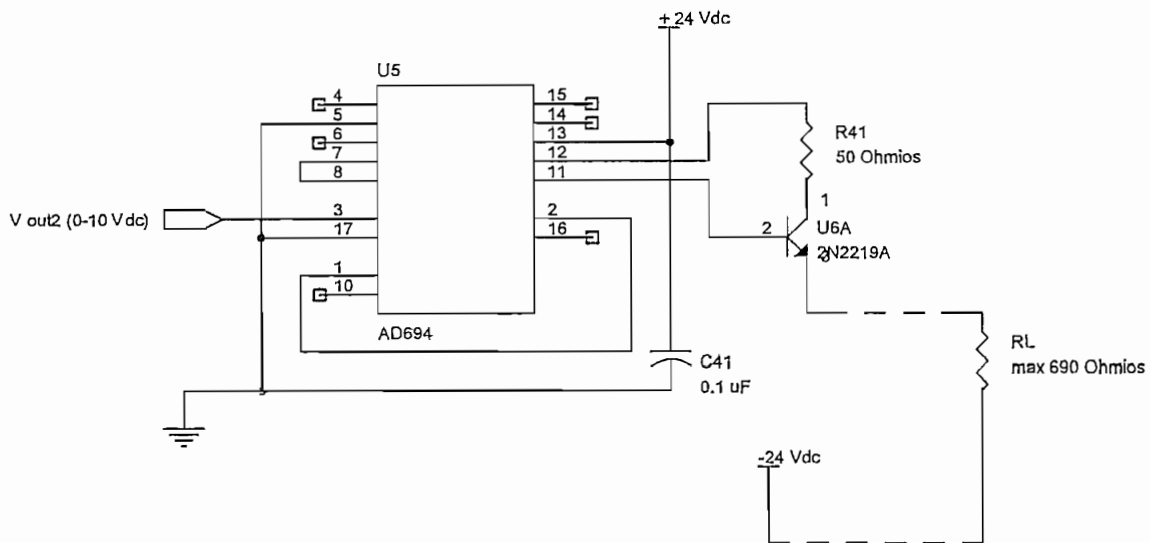


Figura 2.9 Circuito convertidor de voltaje a corriente utilizando el AD694.

Por último, para diseñar el transmisor de corriente es necesario determinar la máxima resistencia de carga que se espera en la recepción de la señal de corriente. Para determinar la máxima resistencia de carga se procede como sigue:

Corriente de la fuente

$$I = 2[A]$$

Corriente del transmisor

$$I = 4 - 20[mA]$$

Voltaje de la fuente

$$V = 24[Vdc]$$

$$V = R * I$$

Ec. 2.25

$$P = V * I = 0,02 * 24 = 0,48[W]$$

Ec. 2.26

$$P = R * I^2$$

Ec. 2.27

$$R = \frac{P}{I^2} = \frac{0,48}{0,02^2} = 1200[\Omega]$$

Ec. 2.28

$$R_{max} = 1000[\Omega]$$

2.5.5 DISEÑO DE LAS FUENTES DE ALIMENTACION

Para completar el transmisor se diseña las fuentes de alimentación. Se necesita una fuente para la alimentación de los amplificadores operacionales y una fuente para alimentar la fuente de corriente de 4 a 20mA para la transmisión.

a) Fuente de $\pm 12V_{DC}$

Se emplea para alimentar los circuitos que contienen amplificadores operacionales que necesitan 2 voltajes para su polarización; el consumo de corriente será de aproximadamente $10mA_{DC}$ por cada amplificador operacional; lo que da un consumo máximo de $500mA_{DC}$ tomando en cuenta el consumo de las resistencias. Para seguridad se multiplica por un factor de 2 por lo que la fuente debe proporcionar una corriente máxima de $1 A_{DC}$.

En la **Figura 2.10** se muestra el circuito de la fuente $\pm 12V_{DC}$ diseñada para alimentar a los amplificadores operacionales.

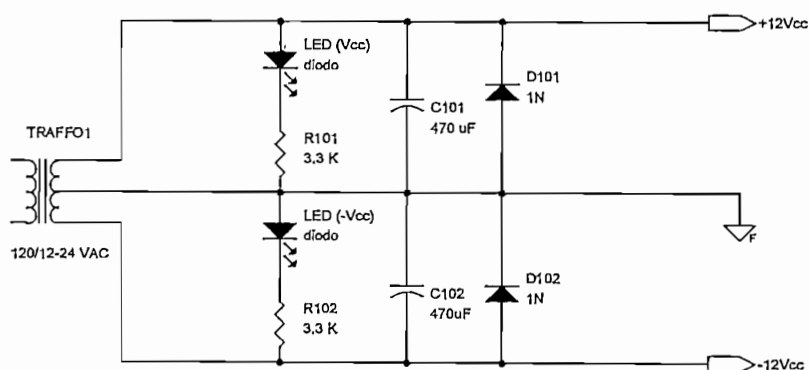


Figura 2.10 Fuente de alimentación $\pm 12 V_{DC}$

b) Fuente de +24V_{DC}

Sirve para alimentar al circuito transmisor de 4 a 20mA_{DC}. Considerando que la fuente de voltaje debe proporcionar la potencia necesaria para tener aproximadamente una fuente ideal de corriente, en las normas para el diseño de transmisores de corriente se recomienda el uso de fuentes de voltaje iguales o mayores a 24V_{DC}; por lo tanto, se diseñó una fuente de +24V_{DC} con una corriente máxima de 2A_{DC}.

En la **Figura 2.11** se muestra el circuito de la fuente mencionada.

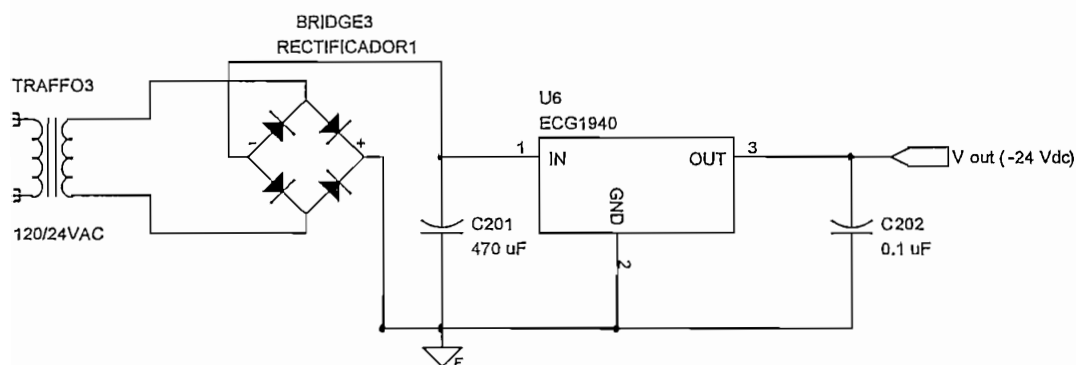


Figura 2.11 Fuente de alimentación de +24V_{DC} para el transmisor de 4 a 20mA_{DC}.

Después de haber diseñado la fuente de alimentación para el circuito detector de picos el cual contiene tanto el sensor de EC para la medición de la concentración de la solución de prueba como el sensor de temperatura para la compensación de la medida de EC debido a las variaciones de la temperatura, la salida del circuito detector de picos alimenta al circuito amplificador, este circuito acondiciona la señal de tal manera que entrega a su salida un señal de voltaje que está entre 0 a 10mS/cm; por último la señal de 0 a 10V_{DC} entregada por el circuito amplificador alimenta al circuito convertidor de Voltaje a Corriente; este circuito transforma la señal de 0 a 10V_{DC} en una señal de corriente normalizada de 4 a 20mA_{DC} apta para

la transmisión a distancia. Para finalizar se diseñó las fuentes de alimentación para los C.I.

Por lo tanto, en este capítulo se ha diseñado un transmisor de EC cuyo rango de medición es de 0 a 10mS/cm con compensación de temperatura y que entrega como señal para la transmisión una señal de corriente de 4 a 20mA_{DC}, señal que será entregada al controlador de EC que se diseña en el **Capítulo 3**.

Si se hace referencia al **Capítulo 1**, concretamente al diagrama de bloques funcionales que se muestra en la **Figura 1.9**, luego continúa el diseño del bloque Controlador de EC; por lo tanto, en el **Capítulo 3** siguiente se procede a describir el diseño del mismo.

CAPITULO 3.

DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL CONTROLADOR DE EC

El controlador a diseñar procurará mantener la EC dentro del valor apropiado, valor que será prefijado por el ingeniero agrónomo dependiendo del tipo de cultivo.

3.1 DESCRIPCION DEL CONTROLADOR DE EC A IMPLEMENTAR

Se propone regar las camas del invernadero por volumen; esto significa construir un sistema hidráulico cerrado en el cual se mezcla el agua de riego con los fertilizantes hasta llegar al valor de EC prefijado por el agrónomo. El sistema que se diseña consta de un tanque donde se realiza y se almacena la mezcla al cual se le añade un sistema de tuberías que hace circular el agua de riego y posibilita la inyección de los fertilizantes para procurar que éstos se mezclen con el agua de riego y así conseguir la homogeneidad de la mezcla, en la **Figura 3.1** se muestra un sistema de inyección ideal usado para fertirrigación en invernaderos (6).

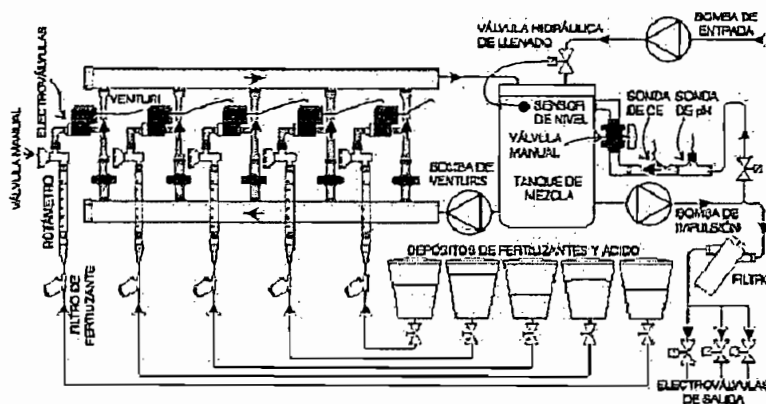


Figura 3.1 Planta de inyección de fertilizantes

(6) Fuente: Manual de usuario del sistema automatizado Agronomic, 1999

El controlador tiene como objetivo manipular los actuadores que permiten la inyección de los fertilizantes, en base a la lectura del valor de EC que se toma desde el sensor o sonda y que provee una señal que representa el valor real de EC en un momento dado.

Las señales de entrada al controlador son:

- Señal desde el transmisor de EC, normalizada de 4 a 20mA_{DC}.
- Señal desde el hidrómetro o contador de volumen de agua. La señal que entrega al controlador es un número de pulsos en función del volumen de agua que ingresa al tanque de mezclas.
- En el tanque de mezcla se colocarán dos sensores de nivel: un sensor para detectar el nivel alto y un sensor para el nivel bajo. Estos entregan señales del tipo ON/OFF. La función de estos será vigilar que el nivel de agua dentro del tanque se mantenga en un valor apropiado.

Las señales de salida del controlador de EC comandan los siguientes actuadores:

- Motor de la bomba de agua para el llenado del tanque de mezclas.
- Motor de la bomba de recirculación, o también llamada bomba Booster, que como su nombre indica sirve para recircular la mezcla.
- 2 Electro válvulas que permiten la inyección en paralelo de fertilizantes en la tubería de riego en función de la lectura del sensor de EC.
- Válvula de recirculación que, junto con la bomba Booster, forman un circuito cerrado para que circule la mezcla hasta llegar al set-point deseado de EC.
- Válvula de riego que permite el paso de la solución de riego con fertilizante a las camas del invernadero, luego que se ha llegado al set-point deseado de EC.

3.1.1 ELECCION DEL CONTROLADOR A UTILIZAR

Puesto que este proyecto es parte de un proyecto global para controlar otras variables de un invernadero, en una reunión de todos los participantes se decidió que

se requería de un PLC. Para la elección del PLC más adecuado se empezó por determinar el número de entradas y salidas tanto analógicas como digitales.

Para este proyecto se necesita el siguiente número de entradas/ salidas:

- 6 entradas digitales.
- 6 salidas digitales.
- 1 entrada analógica.

Al realizar un análisis de algunos PLCs para determinar el más apropiado para controlar todo el invernadero se determinó que el controlador lógico programable S7200-CPU224 de Siemens era el más adecuado debido a sus características, las más relevantes de las cuales se listan a continuación:

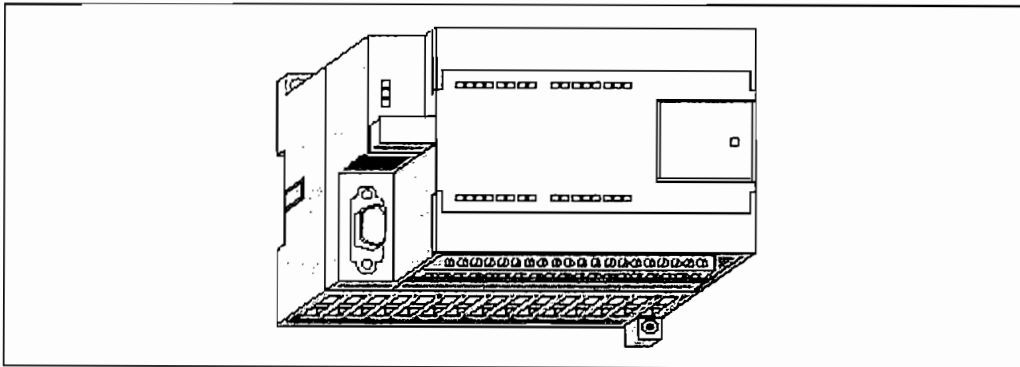


Figura 3.2 PLC Siemens S7200

Características del PLC Siemens

Memoria

Programa: 4096 palabras

Datos de usuario: 2560 palabras

Memoria para el programa de usuario: EEPROM

Respaldo (condensador de alto rendimiento) 190 horas (típ.)

E/S físicas

14 E / 10 S

E/S (total)

Tamaño de la imagen de E/S digitales: 256 (128 E / 128 S)

Tamaño de la imagen de E/S analógicas: 32 E / 32 S

Operaciones

Velocidad de ejecución: 33 MHz; 0,37 ms/operación

Relés internos: 256

Contadores/temporizadores: 256/256

Palabra IN / palabra OUT: 32/32

Relés de control secuencial: 256

Bucles FOR/NEXT

Aritmética en coma fija (+ - * /)

Aritmética en coma flotante (+ - * /)

Contadores rápidos

Salidas de impulsos 2 (20 KHz, sólo DC).

Interrupciones temporizadas 2 (1 ms a 255 ms).

Reloj de tiempo real

Protección con contraseña

Programación en ladder

Resolución de las entradas analógicas (32000 pasos). Señal de voltaje o corriente.

Puerto de comunicación RS-485.

Capacidad de expansión de entradas y salidas.

3.1.2 PLANTA INYECTORA DE FERTILIZANTES

El sistema de control que se implementará actuará sobre un sistema automatizado de fertirrigación o de inyección de fertilizantes cuya distribución se muestra en la **Figura 3.3.**

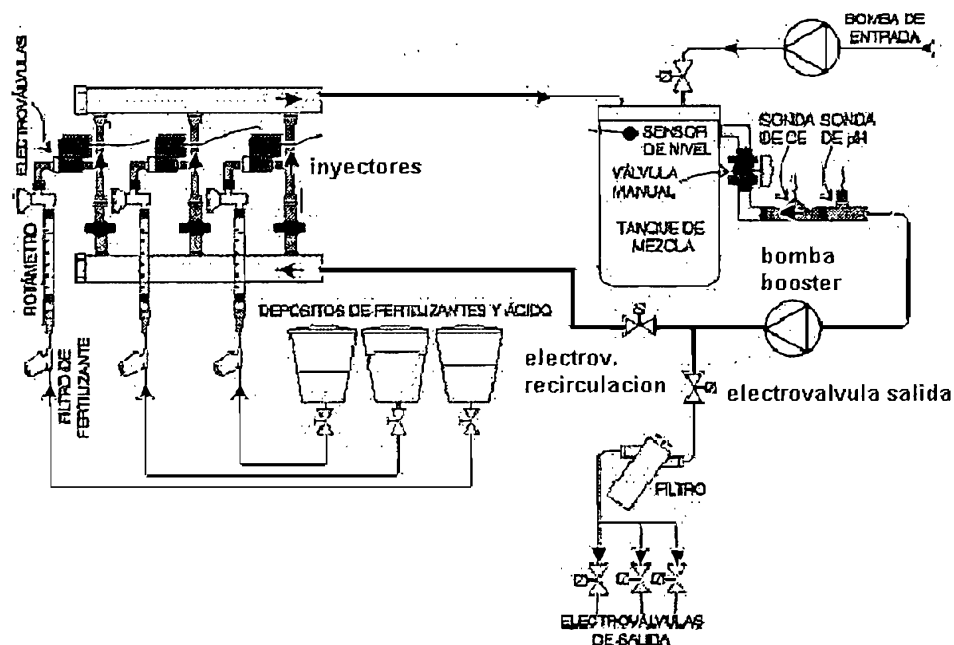


Figura 3.3 Planta de inyección de fertilizante a construir

El diagrama mostrado en la **Figura 3.3** corresponde al de planta que utiliza todos los componentes necesarios para que pueda operar adecuadamente. Como se dijo en el **Capítulo 1**, "el grado de automatización varía desde un nivel 0 en el cual se tiene un solo tanque de mezclas y la inyección se la hace con válvulas manuales hasta un grado total en el cual se tiene un tanque para cada fertilizante (N, K, P, etc) y la inyección es automática". Evaluando el sistema que aquí se propone se puede considerar que está en un nivel intermedio pero que cumple con el objetivo que aquí se persigue; esto es, realizar la inyección de los fertilizantes en el agua y lograr una mezcla uniforme del conjunto.

El sistema de mezcla que se muestra en la **Figura 3.3** está compuesto básicamente por: tanque para mezcla, 3 inyectores controlados por sondas electro válvulas que permitirán el paso de los fertilizantes y del ácido (el ácido es para controlar el pH, que no es objetivo de este proyecto) al agua de riego, un sistema de tuberías que forman un circuito cerrado para la recirculación del agua durante la inyección de los

fertilizantes. La inyección se realiza en paralelo por cada inyector tal como se observa en la **Figura 3.3**. En este circuito cerrado está el sensor de EC que mide continuamente la concentración de fertilizantes en el agua, una bomba que proporciona la fuerza motriz para la recirculación, medidor de volumen de agua a la entrada para realizar riego por volumen predefinido, una electro válvula que permite que el agua de riego vaya a las camas después de haberse alcanzado la concentración deseada y una electro válvula que permite la recirculación cuando se está inyectando los fertilizantes o que bloquea el paso del agua al sistema de inyección cuando deja pasar la mezcla al campo.

El funcionamiento de la planta es la siguiente: el tanque de mezcla se llena de agua mediante una bomba hasta que el volumen medido por el hidrómetro sea el predefinido por el usuario o hasta llegar al máximo volumen permitido por el mismo y que es detectado por los sensores de nivel. Una bomba permite que el agua esté en constante movimiento mientras se va midiendo el valor de EC del transmisor e inyectando por medio de los inyectores las soluciones de los tanques 1 y 2 que poseen fertilizantes. El paso de los fertilizantes es controlado por electro válvulas que se encuentran a la entrada de los inyectores y que son operadas por el PLC a intervalos discretos. Este proceso se realiza continuamente hasta que se alcanza el valor deseado de EC. Cuando se alcanza dicho valor, se bombea la mezcla hacia el campo.

Todo el proceso es controlado por el PLC el mismo que está recibiendo a intervalos discretos la información de todas las variables del proceso para, según los valores medidos, ejecutar las acciones del control. Además, el PLC podrá comunicarse con la computadora en la cual, por medio de una interfaz-hombre-máquina (HMI), el usuario podrá monitorear el Proceso. En el Capítulo 4, se explicará sobre el diseño de la HMI.

Después que se han descrito las funciones que realizará el sistema de control de EC, para facilidad de diseño del controlador se divide el mismo en dos partes:

*El diseño de los controladores de los actuadores que regularán la inyección de los fertilizantes (hardware).

*El diseño del software que será implementado en el PLC.

3.2 DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL HARDWARE

Un diseño de un sistema de control adecuado debe ofrecer al usuario dos tipos de forma de operar: modo manual y modo automático. El modo de operación automático corresponderá al funcionamiento normal del sistema y el modo de operación manual servirá para realizar mantenimiento o pruebas de los diferentes actuadores de la planta de inyección.

El modo manual permitirá el manejo manual del sistema de control de EC por medio de un tablero de control, provisto de elementos de maniobra para operar todos los actuadores de la planta de inyección de fertilizantes. Este modo de operación no utilizará la lógica de control del PLC, por lo que es recomendable que la operación en este modo de funcionamiento sea realizado solo por personal especializado que conozca el funcionamiento de la planta de inyección de fertilizantes. Además, en el tablero de control irán alojados los arranques y protecciones para cada bomba.

El modo automático está diseñado para que el sistema trabaje controlado por el PLC. El usuario simplemente se limitará a ingresar variables de configuración que modificarán la tarea de control del PLC. Para facilitar el ingreso de las variables de configuración y el eventual monitoreo de las variables del proceso se diseñará una HMI en base a la plataforma de instrumentación virtual INTOUCH cuyo diseño se detalla en el **Capítulo 4**.

El diseño del hardware se ha dividido en dos partes:

- Diseño del sistema de inyección de fertilizantes.
- Diseño del tablero de control.

3.2.1 DISEÑO DEL SISTEMA DE INYECCION DE FERTILIZANTES

El sistema de inyección de fertilizante a diseñar será manejado por el controlador de EC.

Para diseñar el sistema de inyección se determina el caudal requerido en el campo para regar las camas del invernadero. Los estudios realizados por los ingenieros agrónomos, respecto a la cantidad de plantas en los invernaderos, determinan y aconsejan una densidad de 3 plantas/m². De aquí, la cantidad de agua recomendada por los mismos y que es absorbida por cada planta es aproximadamente 2 litros por cada día.

La cama de cultivo del invernadero construido en el edificio de Ciencias tiene un área, tal que contiene aproximadamente como máximo 50 plantas. El volumen máximo de agua fertilizada que se consuma será cuando las plantas estén listas para la cosecha. Si se toma en cuenta que al día se riega un tiempo aproximado de 1 hora. Por lo tanto el caudal total requerido será:

$$\text{Caudal requerido} = \# \text{ total de plantas} * 2 \text{ l/h} \quad \text{Ec. 3.1}$$

$$\text{Caudal requerido} = 50 * 2 \text{ l/h}$$

$$\text{Caudal requerido} = 100 \text{ l/h}$$

a) Tanque de Mezcla

Si se toma en cuenta que se regará a las camas del invernadero durante una hora entonces la capacidad del tanque de mezcla deberá ser mínimo 100 litros; por seguridad el tanque a utilizar será de 150 litros.

b) Inyectores de fertilizante

El tipo de inyector que se va a utilizar permite una inyección máxima de 2 litros/min de solución y el caudal en la tubería principal para una correcta operación debe ser 50l/min.

Las características del inyector a utilizar son:

- Modelo ITSMOD:O1
- Caudal necesario en la tubería principal: 50 l/min
- Diámetro de la tubería = 1/2"
- Capacidad de inyección = 2 l/min

Con el caudal necesario de los inyectores se dimensiona la bomba booster.

c) Bomba Booster

Los requerimientos de los inyectores que se utiliza son:

- Flujo motriz = 10 litros/min por cada inyector
- Presión entrada = $0,5 \text{ kg/cm}^2 = 1 \text{ atm}$

Si se toma en cuenta que el número de inyectores que va a manejar son: dos; por lo tanto, el flujo motriz que debe proporcionar la bomba booster es:

$$\text{Flujo motriz total} = \# \text{ inyectores} * \text{flujo motriz (c/u)} \quad \text{Ec. 3.2}$$

$$\text{Flujo motriz total} = 2 * 10 \text{ litros/min} = 20 \text{ litros/min}$$

Los fabricantes de bombas booster proporcionan tablas que permiten una selección adecuada.

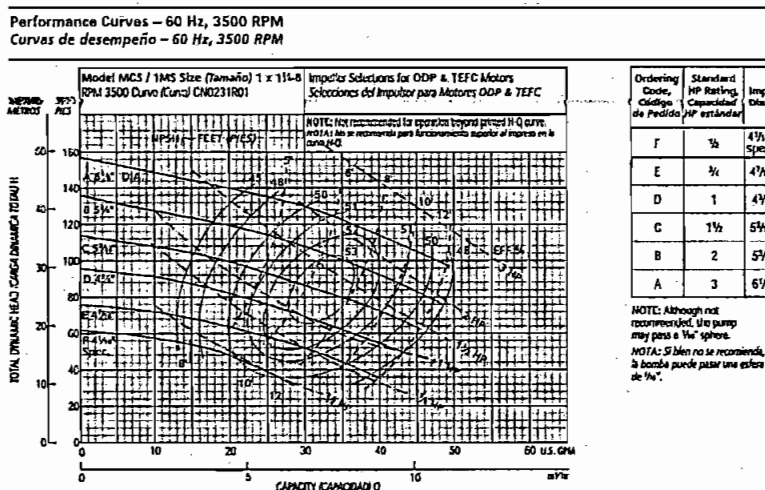


Tabla 3.1 Tabla para selección de bombas booster

En la **Tabla 3.1** se necesita tener como datos el caudal y la presión requerida para determinar las características de la bomba.

La bomba a utilizar tiene las características siguientes: flujo motriz: 100l/min, potencia: 3/4HP, voltaje de alimentación trifásico: 220Vac, frecuencia: 60Hz, diámetro de la tubería de entrada es 1", diámetro de la tubería de salida es 1".

d) Bomba para Llenado

La función de la bomba para llenado es trasladar el agua del reservorio al tanque de mezclas. Como el tiempo de llenado del tanque de mezcla no es crítico se utiliza una bomba de características similares a la bomba booster.

3.2.2 DISEÑO DEL TABLERO DE CONTROL

Circuito de fuerza

Como las características de las bombas requeridas son: potencia 3/4 Hp, voltaje alimentación 220Vac, frecuencia 60Hz. Estas permiten dimensionar los arrancadores.

Con la potencia del motor de la bomba y el voltaje de alimentación se determina la corriente de operación.

$$P = 0,75HP * \frac{746W}{1HP} = 560W = 0,56KW \quad \text{Ec. 3.3}$$

$$V_{AB} = 220 \text{ V}$$

$$P = (3)^{1/2} * V_{AB} * I_A * \cos \phi \quad \text{Ec. 3.4}$$

$$I_A = \frac{P}{\sqrt{3} * V_{ab} * \cos \phi} = \frac{560}{\sqrt{3} * (220) * 0,7} = 2,1A \quad \text{Ec. 3.5}$$

Con la corriente de operación calculada se dimensiona las características del contactor; como el motor es trifásico se usará un contactor de 3 polos, asumiendo un factor de seguridad de 4 se tiene que la corriente del mismo será 10A en categoría AC3 debido que se trata de un motor de inducción.

Con la corriente de operación 2,1A se dimensiona el relé térmico para la protección contra sobrecarga del motor; por lo tanto, se necesita un relé que permita este valor de corriente de operación. El relé dimensionado tiene las siguientes características:

I_{TM1} regulable de 2 a 6A = rango de regulación de corriente del relé térmico.

Para la protección de los arranques contra sobrecorriente/cortocircuito se utiliza un disyuntor termomagnético para dos arranques, el cual se lo dimensiona de acuerdo a la corriente de operación y tomando en cuenta que durante el arranque la corriente es aproximadamente 5 veces la corriente nominal:

$$I_{\text{DISYUNTOR}} = (I_{\text{ARRANQUE1}} + I_{\text{ARRANQUE2}}) * 5 \quad \text{Ec. 3.6}$$

$$= (2,1+2,1)*5 = 21 \text{ A} \quad \text{Ec. 3.7}$$

Por lo tanto, el disyuntor será de 3 polos, 25A, 220Vac.

En la **Figura 3.4** se muestra el circuito de fuerza implementado para los arranques de las bombas.

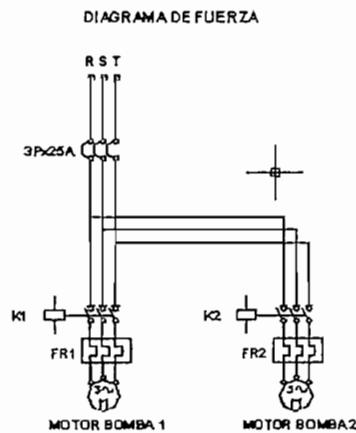


Figura 3.4 Circuito de fuerza para arranques de bombas

El circuito mostrado en la **Figura 3.4** funciona de la siguiente manera: al operar la bobina del contactor K1 se permite el arranque del motor de la bomba 1 (bomba de llenado). El relé térmico FR1 está sensando la corriente de consumo, cuando ésta exceda a la nominal da una señal que hace que el contactor K1 se abra. El funcionamiento de la bomba 2 (bomba de recirculación) es similar a la anterior. La protección contra sobrecorriente/cortocircuito la realiza el disyuntor termo magnético 3Px25A el cual corta el voltaje de alimentación de los motores cuando exista este tipo de falla.

Circuito de Control

El circuito de control tiene como funciones: operar al circuito de fuerza y seleccionar el tipo de funcionamiento: manual - off – automático.

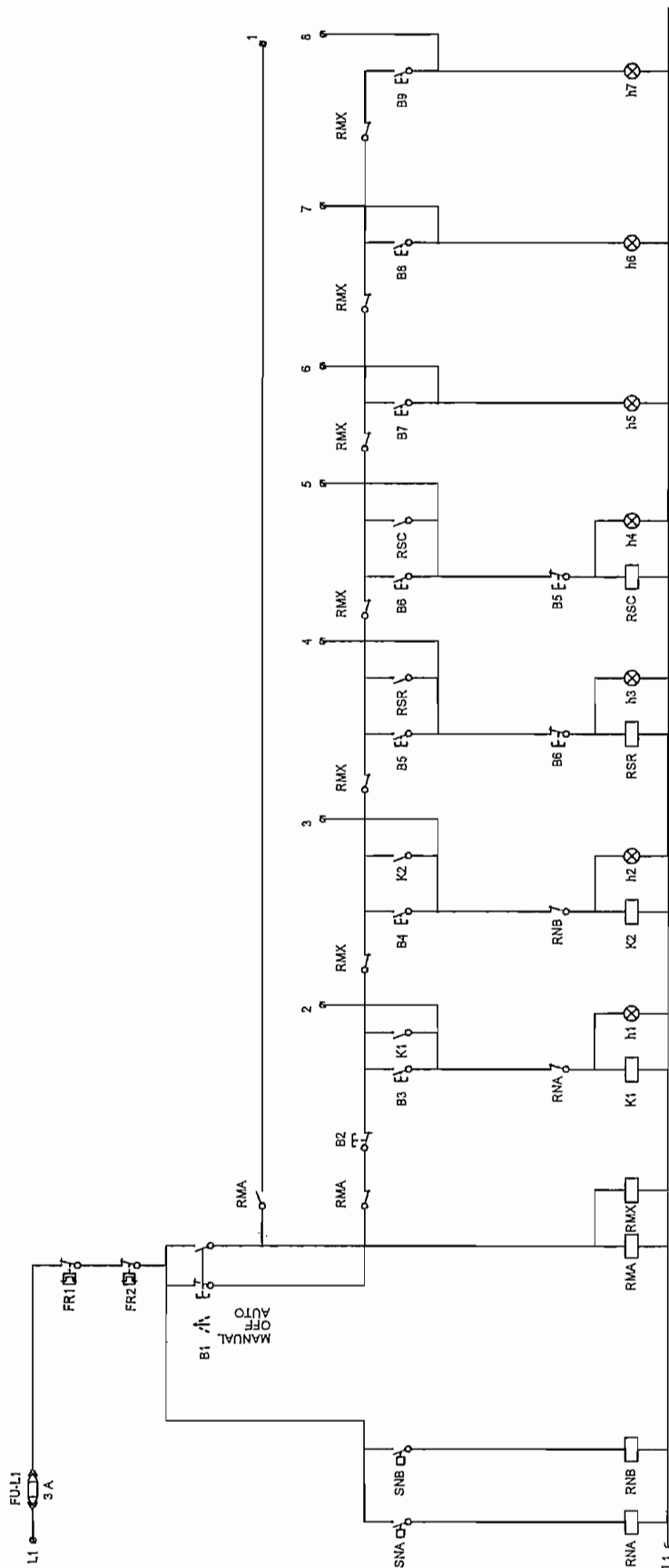
- **Selección del modo de funcionamiento:** solo operado por personal autorizado mediante un switch con llave.
- **En modo automático:** Debe leer las variables del proceso: EC, sensores de nivel alto/bajo, contador de pulsos. Debe comandar los arranques de las bombas de agua, mezclar el volumen deseado por el usuario, manejar las electro válvulas para la inyección de los fertilizantes, abrir y cerrar los solenoides tanto de riego como de recirculación.
- **En modo off:** La planta no realiza ninguna operación. Este modo de funcionamiento se ha provisto para realizar mantenimiento.
- **En modo manual:** Se transfiere todo el mando a los elementos de maniobra que se encuentran en el tablero de control. Estos comandan: arranque de bomba de llenado y booster, electro válvulas para inyección de fertilizantes, apertura/cierre de solenoides de riego y recirculación. Además bloquea el funcionamiento en modo automático.

Adicionalmente se ha provisto de la siguiente tarea:

- **Proveer las protecciones necesarias:** Para los arranques en caso de sobrecarga y una parada de emergencia para una condición anormal de funcionamiento.

En la **Figura 3.5** se muestra el diagrama de control implementado en el tablero.

DIAGRAMA DE CONTROL CONTROLADOR DE ELECTROCONDUCTIVIDAD (EC) PARA CAMAS DE INVERNADEROS



DESCRIPCION BORNERAS

- 1.- Bornera de linea común.
- 2.- Bornera para control con PLC de bomba principal.
- 3.- Bornera para control con PLC de bomba booster.
- 4.- Bornera para control con PLC del relé para solenóide de riego.
- 5.- Bornera para control con PLC del relé para solenóide de recirculación.
- 6.- Bornera para control con PLC para la electroválvula de tanque 1 (EC).
- 7.- Bornera para control con PLC para la electroválvula de tanque 2 (EC).
- 8.- Bornera para control con PLC para la electroválvula de tanque pH.

DESCRIPCION BOTONES

- B1.- Selector Manual-off-Auto.
- B2.- Pulsante paro emergencia.
- B3.- Pulsante marcha bomba principal (K1).
- B4.- Pulsante marcha bomba booster (K2).
- B5.- Pulsante encendido electroválvula para riego.
- B6.- Pulsante encendido electroválvula para recirculación.
- B7.- Pulsante On/Off electroválvula tanque 1 (EC).
- B8.- Pulsante On/Off electroválvula tanque 2 (EC).

TESIS: Controlador de electroconductividad (EC)	Diseño: Guido Renato Caizaluisa Casa
Fecha: 2003-01-22	
TITULO: Diagrama de control	
Figura 3.4	

Figura 3.5 Diagrama de control del tablero manual.

El diagrama mostrado en la **Figura 3.5** funciona de la siguiente manera: FR1/FR2 son contactos que provienen de los relés térmicos, los cuales bloquean la operación de los arranques cuando exista sobrecarga de uno de ellos. El selector para escoger el modo de funcionamiento, cuando está en automático permite que las bobinas de los contactores, las electro válvulas y los relés que manejan los solenoides de riego/recirculación sean operadas por las salidas del PLC ya que envía al mismo una señal digital que indica que se encuentra en este modo; mientras que, cuando el selector está en modo manual el manejo se lo realiza con los mandos de control locales. Cada sensor de nivel se conecta a un relé y estos sirven para bloquear el funcionamiento de la bomba booster cuando el nivel del tanque es bajo y de la bomba de llenado cuando el nivel del tanque es alto. La operación de los solenoides de riego/ recirculación trabajan en forma alternada por lo cual se realiza un interbloqueo entre estos dos mandos.

Luego de haberse implementado el sistema de inyección y el tablero de control queda construida la planta inyectora de fertilizantes. Para manejar esta planta es necesario desarrollar el software de control.

3.3 DISEÑO Y DESARROLLO DEL SOFTWARE

Para el diseño del software de control primero se realiza un diagrama de flujo o algoritmo a implementar en el PLC.

Las funciones que tiene que realizar el PLC son:

- Calcular las relaciones de inyección de fertilizante de acuerdo al controlador PID.
- Con el valor calculado del PID determinar el ancho de pulso de inyección.
- Lectura del volumen de agua que entra al tanque de mezcla.
- Control on/off de inyección de acuerdo al valor de EC medido por el sensor.
- Determinación de condiciones de fallo.

➤ Mostrar alarmas cuando exista condiciones anormales de funcionamiento.

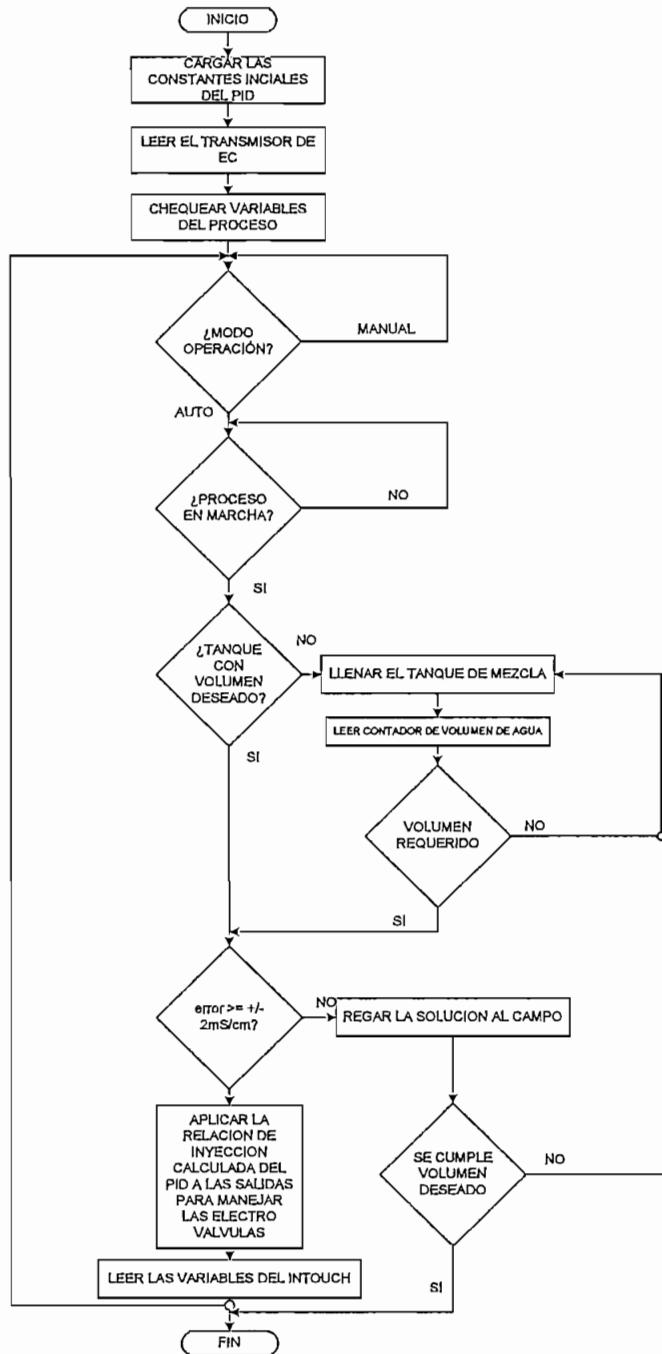


Figura 3.6 Algoritmo de control

Todas las funciones del algoritmo están ligadas y pueden ocasionar interrupción cuando exista una condición anormal de funcionamiento.

Las estructuras de las tareas del algoritmo se describen a continuación en lenguaje estructurado.

Cargar constantes iniciales PID:

Las constantes de inicio se determinaron experimentalmente y son: K_i (constante integral), K_p (constante proporcional), K_d (constante derivativa), T_s (tiempo muestreo).

$K_i = 4,0$

$K_p = 1,6$

$K_d = 0,2$

$T_s = 5 \text{ seg.}$

Fin tarea

Leer el transmisor de EC:

Leer el valor de EC (desde entrada analógica AIW0 del PLC).

Fin tarea.

Chequear las variables del proceso:

Leer el sensor de nivel alto, si $I0.2 = 1$ el tanque está lleno.

Leer el sensor de nivel bajo, si $I0.3 = 1$ el tanque está vacío.

Leer el estado del relé de sobrecarga de la bomba booster, si $I0.4 = 1$ el motor está en sobrecarga.

Leer el estado del relé de sobrecarga de la bomba de recirculación, si $I0.5 = 1$ el motor está en sobrecarga.

Leer el contador de volumen de agua, $I0.1$ (contador de pulsos).

Fin tarea.

Modo de operación:

Detectar modo de operación.

Si I0.0 = 1 está en modo automático, caso contrario está en modo manual.

Si está en modo automático efectúa la siguiente instrucción.

Si está en modo manual permanecerá en este lazo.

Fin de tarea.

Estado del proceso:

Detectar marcha/paro del proceso (leer bit 2700.1 del PLC).

Si está en marcha efectúa la siguiente instrucción

Si está en paro permanece en este lazo.

Fin de tarea.

Tanque con volumen de agua deseado.

Comparar los pulsos que ingresan al PLC (I0.1) con el valor prefijado por el usuario de acuerdo al volumen de riego que se necesita. Cuando se cumple el valor deseado se escribe 1 en el bit 4000.1.

Fin de tarea.

Llenar el tanque de agua

Si no se ha activado el bit 4000.1 encender la salida Q0.4 que permite el arranque de la bomba para llenado del tanque de mezcla, caso contrario no activa la salida indicada.

Fin de tarea.

Calcular el error

Realiza el cálculo del error en base al valor leído de EC (AIWO) y el valor definido de consigna, escribe 1 en el bit 3000.1 cuando se ha cumplido el valor de consigna.

Fin de tarea.

Aplicar el cálculo PID a las salidas de las válvulas de pulsos.

Si el bit 3000.1 es 0 se activa las salidas Q0.2 y Q0.3 que manejan las electroválvulas para la inyección de fertilizantes en forma de pulsos hasta cuando el bit mencionado sea 1.

Fin de tarea.

Regar la solución al campo

Si el bit 3000.1 tiene 1 (la mezcla tiene el valor de EC deseado) se permite el riego al campo mediante la salida Q0.7 que opera el solenoide de riego.

Fin de tarea.

Leer/escribir variables de intouch

Leer las variables de Intouch para actualizar el proceso; es decir, cargar nuevos valores de las constantes PID, volumen deseado, marcha/paro proceso.

Fin de tarea.

Por lo tanto, se ha terminado el diseño y la implementación del controlador de EC al haber diseñado la planta de inyección de fertilizantes y el software de control que hace operar a la misma de manera adecuada.

En **Capítulo 4** se desarrollará el HMI que trabaja en conjunto con el controlador de EC diseñado.

CAPITULO 4.

DESARROLLO DE LA HMI EN INTOUCH

En este capítulo se describe la metodología seguida para el diseño de la interfaz hombre-máquina (HMI) del proceso.

4.1 INTRODUCCION

Una HMI permite a un operador acceder a una máquina de la forma más "natural" posible, para ordenar alguna tarea, configurar o visualizar información respecto a la actividad que está realizando.

Una HMI debe tener como característica fundamental ser "amigable" al usuario para atraerlo e incentivar su empleo. Por ejemplo, debe procurarse que la HMI muestre o simule el ambiente de trabajo a que está acostumbrado el operador.

En la actualidad, con el gran avance de la computación y para comodidad del usuario, se tiene programas de instrumentación virtual que realizan una función similar a los paneles de control con la ventaja que presentan un sistema muy amigable para el usuario; debido a que pueden mostrar en la pantalla de una PC un mímico del proceso o planta monitoreada, comandar los actuadores, leer el valor de las entradas y realizar acciones de control.

Para la recolección de datos se utiliza un sistema SCADA (Supervisory Control and Data Adquisition). Mediante la ayuda del computador estos datos son procesados con ayuda de paquetes computacionales de instrumentación virtual para determinar acciones de control o supervisión para controlar o manejar el proceso.

Las ventajas que ofrece un HMI son: grados de accesibilidad para que puedan operar varias categorías de usuarios, restringir ciertas áreas de acceso solo a

personal calificado, guardar los datos de las variables del proceso en una base de datos históricos para que posteriormente sirva para análisis, alarmas para indicar condiciones anormales de funcionamiento.

4.2 OBJETIVO DE TENER UNA HMI

Las funciones que tiene que cumplir la interfaz-hombre-máquina son:

- Tener una visualización esquemática del proceso.
- Guardar información y datos de las variables leídas del proceso.
- Tener varios niveles de accesibilidad o usuarios.
- Posibilidad de tener una comunicación en red, de la cual todos puedan ser controlados por un PC para monitoreo y control remoto.
- Tener alarmas sonoras y visuales cuando suceda una condición anormal de funcionamiento o que una variable se encuentre fuera de rango.
- Visualizar las variables análogas y digitales del proceso.
- Poder configurar, calibrar, setear y guardar los parámetros del proceso.

4.3 VARIABLES A LEER DEL PROCESO

El HMI que se diseña debe leer y mostrar el valor actual de electroconductividad que es determinada por el sensor que se encuentra en la salida del tanque de mezcla, el parámetro leído por el sensor ingresa al transmisor para enviar la señal al PLC en niveles de 4 a 20 mA. La señal de corriente ingresa al PLC en donde es convertida a una palabra o byte de 16 bits con signo. Este byte es el que se utiliza en el programa para realizar el control de la planta y además se muestra en el HMI con un adecuado escalamiento; este será el valor de la variable del proceso.

Otras variables que debe leer el SCADA y mostrar el HMI son el valor de las constantes del PID: constante proporcional, constante derivativa, constante integral, tiempo de muestreo, set point. Estas son utilizadas en el programa de control implementado en el PLC, específicamente para configurar la operación de dos PID

que controlan las electro válvulas a las entradas de los inyectores que permiten la inyección de fertilizantes desde los tanques 1 y 2, en el agua que circula por la tubería.

4.4 ACTUADORES DE LA PLANTA

Tal como se señaló anteriormente, los actuadores que tiene la planta de inyección de fertilizantes son:

- Arranque de la bomba de agua que llena el tanque de mezcla desde el reservorio.
- Arranque de la bomba booster de agua que cumple dos funciones: primero, proporciona la fuerza necesaria para la recirculación del agua que se encuentra en el tanque mientras se va inyectando los fertilizantes, esto implica además proporcionar un caudal y una cierta presión para un correcto trabajo de los inyectores; en segundo lugar, debe proporcionar la fuerza adecuada para regar el agua al campo con una presión y caudal necesarios para el correcto trabajo de los cabezales de riego.
- Dos electro válvulas que trabajan en conjunto para crear el camino de recirculación para que se vayan inyectando los fertilizantes en el agua durante la mezcla hasta cuando se alcance el valor de EC deseado. Cuando se ha alcanzado el valor de EC correcto entonces las electro válvulas mencionadas crean el camino para que el agua con fertilizantes sea regada al campo.
- Dos electro válvulas que controlan la inyección de los fertilizantes en el agua de riego. Estas se encuentran en la entrada de succión de los inyectores, permiten el paso de los fertilizantes al agua de riego. Tienen un régimen de trabajo on/off manejado por las salidas del PLC.

4.5 DESARROLLO DEL PROGRAMA

El programa a implementar se divide en varias etapas:

- Comunicación entre el PLC y PC.

- Creación de la pantalla para selección del tipo de usuario.
- Creación de la planta en Intouch que incluye la visualización del proceso, de las variables y controles para manipular la operación de la planta.
- Creación de las pantallas para la parametrización de todas las variables del proceso.
- Creación de las pantallas para graficación de la variable del proceso en función del tiempo y para guardar los valores en la base de datos.

Los tipos de usuarios que se definen son:

*Administrador: Que tiene dominio sobre todas las variables del proceso.

Este tipo de usuario debe tener conocimiento de la forma como opera el proceso, y el efecto de los diferentes controladores virtuales del HMI.

*Agrónomo: Este usuario tendrá acceso solo a ciertas variables. Estas variables del proceso manejarán el controlador desde el punto de vista de la agronomía.

*Usuario: Este usuario no puede modificar ninguna variable del proceso, simplemente puede visualizar el estado del mismo.

4.5.1 COMUNICACION ENTRE PLC Y PC

La forma de comunicarse el PLC con la PC tiene tres partes bien definidas que son: configuración para comunicación en el PLC, configuración para comunicación en el PC y configuración del protocolo de comunicación.

Configuración de comunicación en el PLC: El puerto de comunicación del PLC Siemens S7200 CPU224 es RS-485 por lo que para comunicarse a la PC se utiliza un cable que convierte de RS-485 a RS-232 (COM1 en la PC). El cable mencionado es proporcionado por el fabricante del PLC y se comunicarán mediante el protocolo PC/PPI.

Configuración del protocolo de comunicación entre el COM1 e Intouch:

El protocolo a usarse para la comunicación es el **serial DDE server** para los PLC S700 que trabajan con protocolo PPI.

Después de la instalación de este protocolo en la PC se debe configurarlo desde el menú principal que aparece al ejecutar este programa.

En el menú principal seleccionar el icono de **configuración** y dentro de este **setear el pórtico de comunicación** en el cual aparece la ventana de configuración del puerto de comunicación que se indica en la **Figura 4.1**.

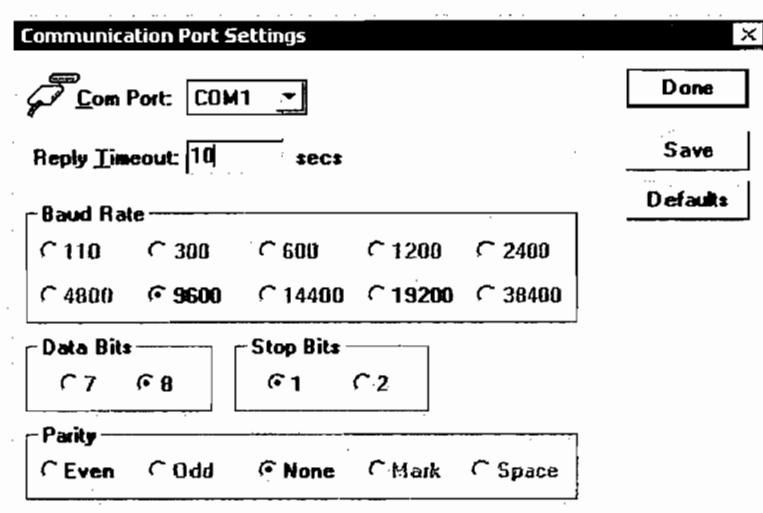


Figura 4.1 Ventana para configuración del pórtico de comunicación.

En esta ventana se configura: el puerto de comunicación que se está usando (COM1), la velocidad de transmisión de datos (9600 baud rate), el tamaño del byte de transmisión (8 bits), el tamaño del bit de parada (1 bit), si se utiliza o no bit de paridad (none), tiempo definido para establecer comunicación (10seg).

De esta manera queda configurado el protocolo de comunicación que usa el Intouch para establecer contacto con el PLC S700 de Siemens.

Configuración de la comunicación en la PC

La configuración en la PC se refiere al seteo que se realiza en Intouch para la comunicación con el PLC; por lo tanto, se necesita estar dentro de este programa. Para la comunicación se realiza el procedimiento siguiente:

1) Ir al menú **special**, al seleccionar **access name** aparece la ventana de diálogo que se indica en la **Figura 4.2**.

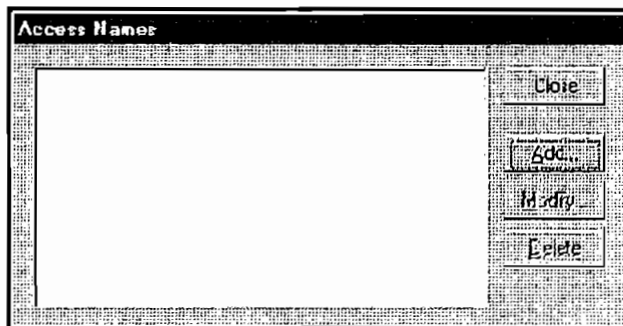


Figura 4.2 Ventana para visualización de comunicación.

2) Hacer click en **Add** y aparecerá la ventana que se muestra en la **Figura 4.3**.

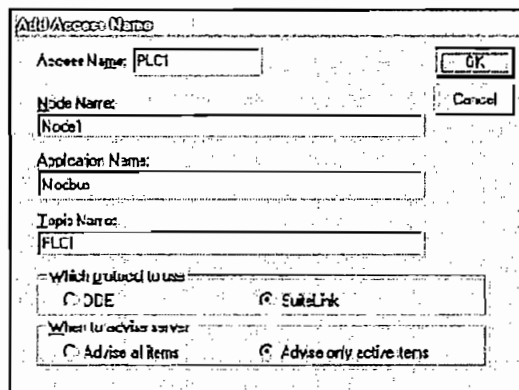


Figura 4.3 Ventana de configuración de comunicación.

En esta ventana los parámetros que se van a configurar son:

- **Access name:** Es el nombre que se le asigna a esta configuración de comunicación, en este caso PLC.
- **Node name:** Si tiene varios PLC conectados en red con varios nodos de interconexión entonces es necesario configurar el nombre del nodo de comunicación; para este caso solo un PLC está conectado al PC por lo que no se necesita configurar este parámetro.
- **Application name:** Es el nombre del programa que se utiliza como protocolo de comunicación, para este caso es S7200PPI.
- **Topic Name:** Es el nombre de la aplicación o programa ejecutable que se encarga de la comunicación. Este programa ejecutable contiene los elementos necesarios para la comunicación y además el programa a implementarse en Intouch leerá los datos de I/O desde esta aplicación. Para este caso el nombre de la aplicación es S7200DEMO.
- **Which protocol to use:** En esta parte se define el tipo de protocolo, que para este caso es DDE.
- **When to advise server:** Este icono permite configurar el tiempo de trabajo del protocolo únicamente cuando se realice la transferencia de datos.

3) Hacer Click en OK.

4) El programa regresa a la ventana mostrada en la **Figura 4.2**, en donde se visualiza, que se tiene un **access name** cuyo nombre es PLC.

5) Por último se hace click en **close**, de esta manera queda configurada la comunicación en Intouch.

4.5.2 DESARROLLO DE LAS VENTANAS DEL HMI EN INTOUCH

Los controladores de riego utilizados en fertirrigación poseen básicamente el monitoreo de dos variables y en base a ellas realiza el control de inyección de fertilizante y ácido; las variables son: electroconductividad y pH.

Tal como ya se explicó en el **Capítulo 1**, La EC es proporcional a la cantidad de fertilizantes en el agua de riego que se está midiendo, para regularla se recurre a la inyección de fertilizantes en el agua de riego. Puesto que los fertilizantes son soluciones básicas se debe inyectar una solución ácida para lograr el equilibrio adecuado. Esto implica controlar el pH de la mezcla. Por lo expuesto es preferible unificar los controladores tanto de EC como pH en un solo interfaz-hombre-maquina. Pero hay que tener en claro que cada controlador trabaja de forma independiente, lo único que se están unificando son ciertas áreas o ventanas del HMI.

El objetivo de crear las ventanas o pantallas en Intouch es ofrecer al usuario un ambiente de trabajo muy amigable y vistoso. La plataforma de instrumentación virtual ofrece librerías muy amplias con las que se puede realizar un mímico del proceso o dibujar la planta en cuestión a controlar, por lo que se puede presentar al usuario una idealización de cómo es el proceso que se está controlando, con la posibilidad de tener ayudas, visualización de alarmas en condiciones anormales de trabajo, guardar ciertos datos que pueden ser muy importantes para estudios posteriores como: lecturas de las variables análogas que se está muestreando, número de operaciones que tuvo cierto actuador de la planta, etc. La importancia de guardar datos es tener la posibilidad de realizar estudios posteriores para determinar condiciones óptimas de trabajo, evolución de la variable EC durante un periodo de cosechas, niveles máximos y mínimos en un día. Los datos guardados pueden ser utilizados posteriormente por ingenieros agrónomos o cualquier persona que se dedica al estudio de las plantas.

Cada ventana a diseñar tiene varias funciones y un cierto grado de accesibilidad; es decir, el manejo es restringido a ciertas personas.

Las jerarquías de los usuarios del programa de instrumentación virtual Intouch se definen con un número comprendido entre 0 a 9999 siendo el de mayor jerarquía o dominante el que posee el número más alto.

De acuerdo a la jerarquía que posee un usuario se permite el acceso a todas o algunas partes del programa; es decir, se crean seguridades en el programa para que partes de mayor importancia no sean manipuladas por personal no adecuado.

Para este proyecto se han definido tres tipos de usuarios que son:

- ADMINISTRADOR, con nivel de acceso de 9999 o de mayor jerarquía. Contraseña asignada INVERNADERO.
- AGRONOMO, con nivel de acceso de 5000 o de mediana jerarquía. Contraseña asignada INVOP.
- USUARIO, con nivel de acceso de 200 o de menor jerarquía. Contraseña asignada AUX.

Las pantallas a diseñar son:

- 1) Definición del tipo de usuario en donde se ingresará el nombre y la contraseña del mismo.
- 2) Menú principal.
- 3) Visualización del proceso.
- 4) Parametrización del proceso.
- 5) Visualización del comportamiento de la variable y guardar datos en la base.

Para el diseño de una pantalla se procede de la siguiente manera:

1. En Intouch, ir al menú principal, al icono FILE en este escoger el submenú NEW WINDOWS para crear una pantalla nueva.
2. Aparecerá una pantalla para confirmación de: tamaño, color, nombre de la nueva pantalla, considerar estos parámetros para crear la nueva pantalla.
3. En la nueva pantalla creada se puede insertar dibujos, escribir texto o incluir gráficos de las librerías de Intouch.

4. Para incluir texto en el menú principal elegir la opción text, ésta permite escribir en cualquier lugar de la pantalla. Como ejemplo se toma la primera pantalla a diseñar.
5. Elegir insertar rectángulo y pegar en la pantalla. El rectángulo creado se enlaza a un TAGNAME el cual permite ingresar el nombre de usuario.
6. Elegir insertar rectángulo y pegar en la pantalla. El rectángulo creado se enlaza a un TAGNAME el cual permite ingresar la contraseña.
7. Elegir insertar rectángulo y pegar en la pantalla. El rectángulo creado se enlaza a un TAGNAME el cual permite ingresar a menú principal. Esta ventana solo es visible cuando el nombre de usuario y la contraseña son correctos.
8. Un rectángulo se enlaza con el TAGNAME de Intouch cuando exista un error.
9. La ubicación de cada rectángulo depende de la forma de presentación.

Definición del tipo de usuario

En la **Figura 4.4** se visualiza la pantalla para definición del tipo de usuario, los iconos que contiene son:

Ingresar operario: Al hacer click sobre éste se muestra una ventana para seleccionar el tipo de usuario. Se acepta con ENTER.

Ingresar contraseña: Al hacer click sobre éste se muestra una ventana para escritura de la contraseña de usuario. Se acepta con un ENTER.

Iniciar: Cuando el nombre de usuario y la contraseña son correctos se muestra este icono que permite ingresar a las siguientes pantallas.

Cambiar Clave: Tiene acceso únicamente el usuario de mayor jerarquía. Permite cambiar la clave de cualquiera de los usuarios

Reintentar: Permite volver a ingresar el nombre y la contraseña del usuario máximo hasta tres veces; caso contrario, solo el administrador puede inicializar el programa.

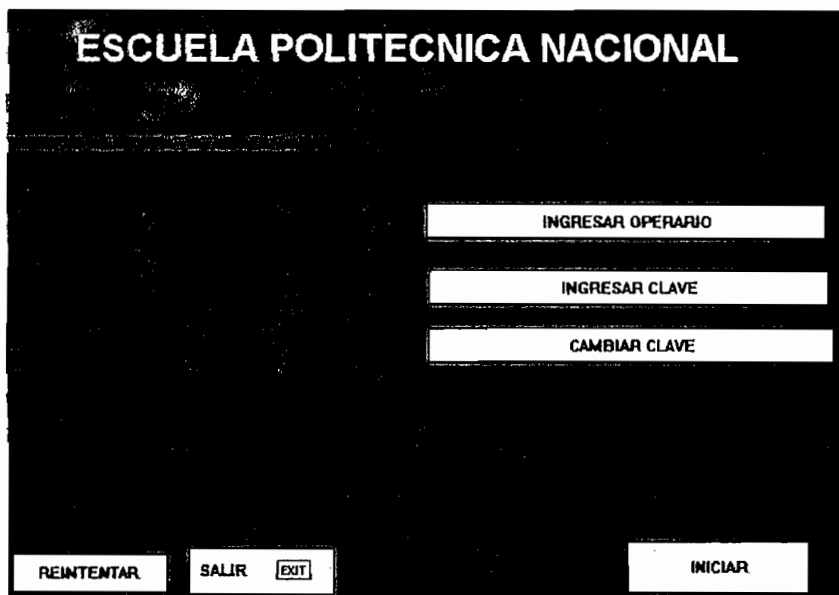


Figura 4.4 Ventana para ingreso de tipo de usuario.

Menú principal

Después de haber ingresado correctamente el tipo de usuario y su respectiva contraseña se accede a ésta ventana (**Figura 4.5**) en la cual existe un menú, tanto para el controlador de EC como para el de pH.

En el menú CONTROLADOR DE EC se tiene los iconos: planta de EC, históricos de EC, parametrizar el controlador. El acceso a cada uno de los iconos está definido por el tipo de usuario; es decir, el usuario de mayor jerarquía tendrá acceso a todas las ventanas mientras que los otros se verán limitados.

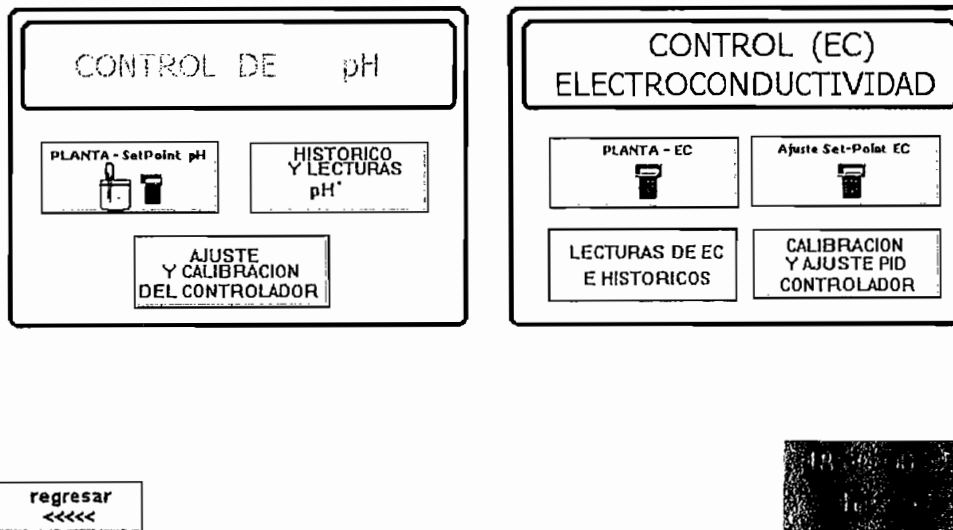


Figura 4.5 Ventana menú principal

Pantalla Planta de EC

Existen dos tipos de PLANTA DE EC:

- Una pantalla que permite la visualización de la planta, el valor medido actual de la variable EC, el valor de ajuste del set-point, puesta en marcha/paro del proceso y el trabajo de los diferentes actuadores de la planta; es decir, es una ventana solo de visualización que está destinada para el USUARIO.
- Una planta que permite las funciones anteriores y además cambiar el ajuste del Set-point de EC. Esta ventana está destinada para los usuarios: ADMINISTRATOR y OPERADOR debido a que los parámetros que se visualizan son conocidos por estos usuarios.

La ventana para el ayudante se muestra en la Figura 4.6

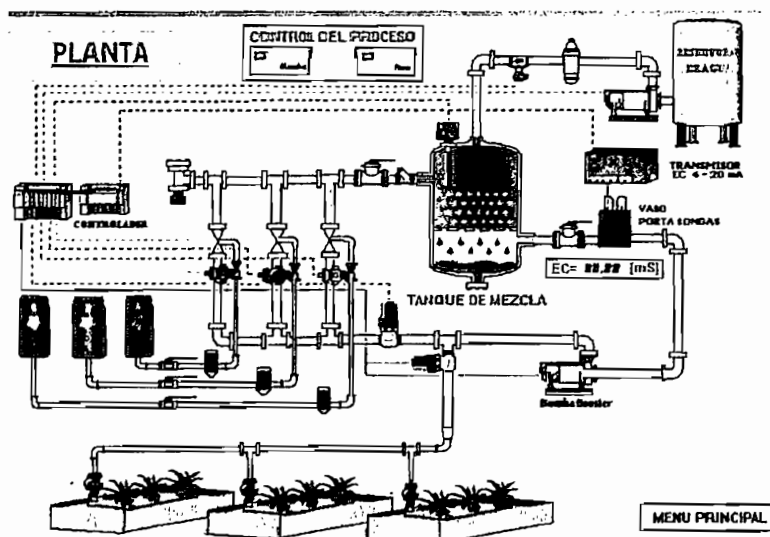


Figura 4.6 Pantalla mímica de la planta de inyección de fertilizantes.

La ventana para el administrador y operador se muestra en la Figura 4.7.

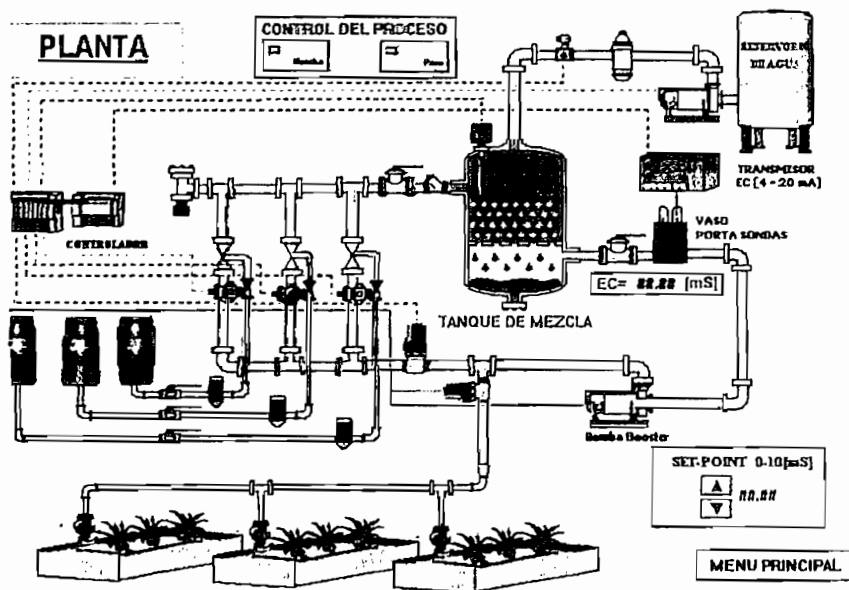


Figura 4.7 Pantalla mímica de la planta de inyección de fertilizantes.

Estas ventanas indican el estado de los actuadores; es decir, muestran una señal luminosa o visual cuando está trabajando las electro válvulas de los inyectores, las electro válvulas de riego y recirculación, la bomba booster o de recirculación y la bomba de llenado, la cantidad de agua que está ingresando, el estado del tanque de mezcla y, por último, si se está regando o no al campo. Además contienen un icono que permite regresar al menú principal para poder escoger otras opciones.

Históricos de EC:

Uno de los objetivos de primordial importancia de este proyecto es la posibilidad de tener un histórico de la evolución de la variable del proceso EC, por lo que es de mucha importancia poder guardar los valores medidos en una base de datos que servirá para estudios posteriores. Esta ventana permite realizar dichas funciones.

El programa de instrumentación virtual Intouch contiene librerías que permiten realizar enlaces con Excel para guardar los datos en una tabla y mostrar en gráficos muy vistosos la evolución de la variable en un intervalo de tiempo definido fácilmente por el usuario.

La ventana que se ha diseñado se muestra en la **Figura 4.8**.

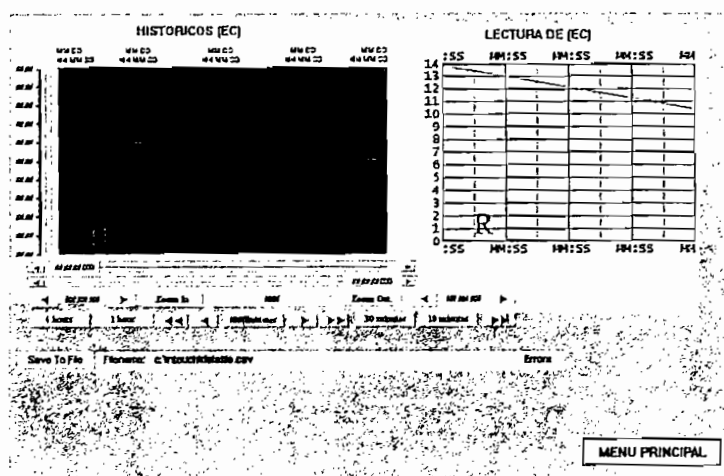


Figura 4.8 Ventana de históricos de EC.

Como se observa esta ventana contiene tres partes fundamentales: históricos de EC, lectura de EC, guardar datos.

Históricos de EC permite una visualización de la variable EC durante un período de tiempo que puede ser configurado por las teclas que posee este tipo de gráfico.

Lectura de EC permite visualizar la evolución de la variable EC en un período de tiempo. Este tipo de gráfico es de vital importancia para observar el tiempo de estabilización de la variable EC hasta llegar al valor de set-point deseado.

Guardar datos es un icono que permite almacenar los datos medidos de EC en una base de datos creada en Excel para el mencionado histórico.

Por último, se visualiza un icono para volver a la ventana de menú principal.

A esta ventana tienen acceso todos los tipos de usuarios ya que su trabajo no altera la lógica del controlador; además, es necesario que cualquier usuario pueda observar el comportamiento de la variable EC y por último guardar los datos en la base de datos creada en el computador.

Parametrizar controlador de EC

Esta ventana se destina a la parametrización de todas las variables del controlador; por lo tanto, es una ventana que debe tener un acceso restringido ya que algún cambio en una de las variables puede causar un funcionamiento erróneo del controlador.

Existen dos tipos de ventanas de parametrización: una ventana diseñada para el usuario ADMINISTRADOR o de mayor jerarquía y una ventana diseñada para el OPERADOR o usuario de mediana jerarquía.

La ventana para el usuario de mayor jerarquía se muestra en la **Figura 4.9**

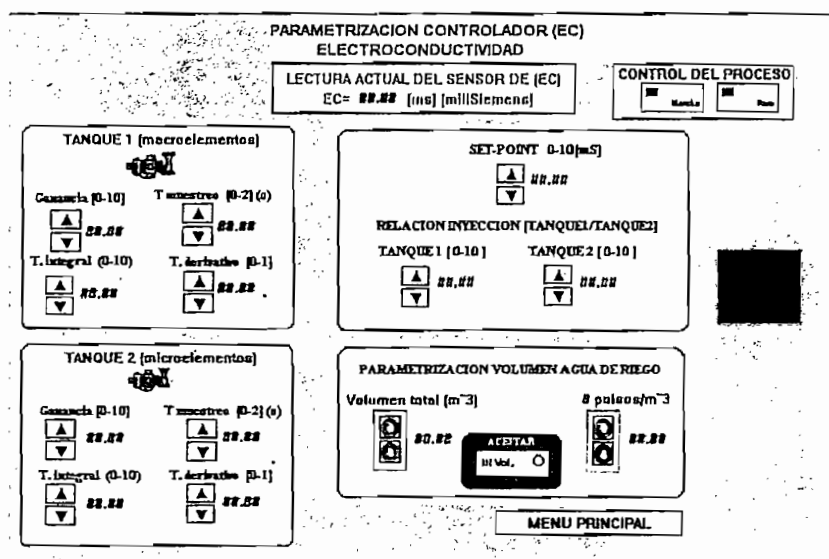


Figura 4.9 Ventana de parametrización administrador

En esta ventana se observa que el usuario puede tener control sobre las: constantes de configuración del PID que controlan el trabajo de las electro válvulas para inyección de fertilizante de los tanques 1 (macroelementos) y 2 (microelementos), ajuste del valor de Set-point de EC, Relación de inyección entre los tanques 1 y 2, visualización de la medición de EC en el agua de riego, parametrización del contador del volumen de agua, tanto del volumen deseado como la relación que existe entre pulso-volumen de agua, para poder universalizar el contador de agua a cualquier medidor, marcha/paro del proceso y por último un icono para regresar al menú principal.

Los requerimientos del controlador que se necesitan para este proyecto son:

- Inyectar fertilizante de tal manera que si el error es grande la cantidad inyectada será la máxima permitida.
- Cuando el error sea mucho menor, inyectar una cantidad mínima de fertilizante para evitar exceder el valor de consigna.

- Llegar al valor de consigna en el menor tiempo posible.
- Evitar oscilaciones cuando el error se encuentre en el margen definido.

Al analizar algunos tipos de controladores se determina que el más adecuado para esta aplicación es un PID debido a las ventajas siguientes:

- Eliminación de oscilaciones cuando se acerca al valor de consigna.
- Integración del error para aumentar la velocidad con que se llega al valor de consigna.

La ventana para el usuario AGRONOMO se muestra en la **Figura 4.10**.

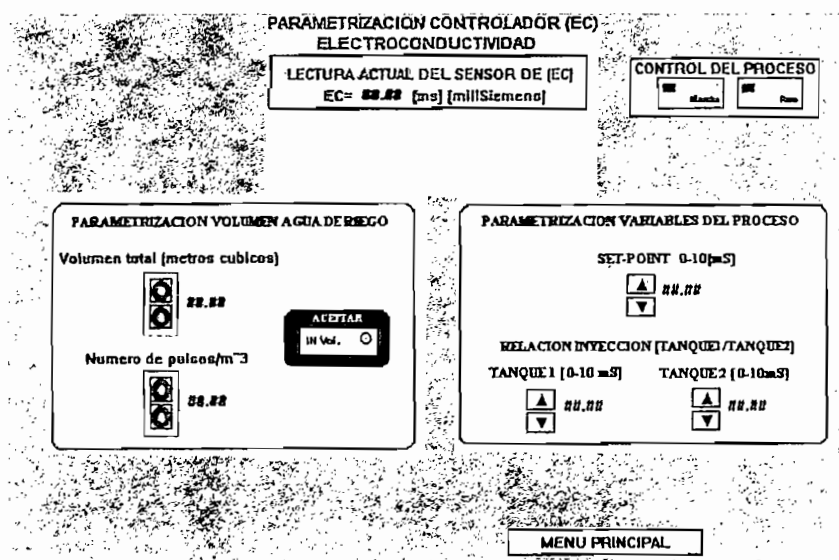


Figura 4.10 Ventana de parametrización AGRONOMO.

En esta ventana se observa que el usuario simplemente tiene acceso a modificar el set-point de EC, la relación de inyección entre el tanque 1 y 2, volumen de agua a regar, volumen de agua por pulso del hidrómetro, medición actual de EC, control marcha/paro del proceso y finalmente un icono para regresar al menú principal.

Esta ventana esta diseñada perfectamente para un ingeniero agrónomo ya que este tipo de usuario no necesita saber la lógica de control de la inyección (PIDs); simplemente le interesa dosificar de manera adecuada los fertilizantes.

Además, ésta ventana muestra un icono con ayuda que muestra algunos valores recomendados de Set-point de EC para algunos tipos de cultivos, pueden ser de utilidad como referencia.

Al haber diseñado las pantallas necesarias del HMI en Intouch se termina el diseño del mismo y concluye el **Capítulo 4**.

En el **Capítulo 5** se realiza las pruebas y resultados del controlador de EC diseñado. Las pruebas que se realizaran son: del transmisor de EC, del controlador de EC, y del HMI.

CAPITULO 5.

PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se describen las pruebas que se diseñaron para probar el funcionamiento del transmisor, del controlador de EC y se presentan los resultados obtenidos.

5.1 INTRODUCCION

Después de haber integrado las diferentes partes del controlador de EC tales como: el transmisor de EC, el controlador, la interfaz hombre máquina; ahora se necesita realizar las pruebas del controlador en conjunto.

La realización de las pruebas se dividió en dos etapas: en primer lugar se realizó las pruebas del transmisor de EC y después las pruebas de todo el sistema ya acoplado.

5.2 PRUEBAS DEL TRANSMISOR DE EC

La primera prueba que se necesita hacer al transmisor es obtener una señal de 4 a 20mA_{DC} cuando la solución de prueba varía su EC entre 0 a 10mS/cm.

Antes de realizar las pruebas se calibró el transmisor con soluciones buffer, obtenidas de laboratorio, que tienen valores conocidos y exactos de EC; las dos soluciones que se utilizaron para la calibración fueron de 0 y 5mS/cm. Debido a que el comportamiento de la variable es lineal, se consideró que con dos soluciones es suficiente para definir la recta de respuesta del transmisor.

El valor de la corriente de salida del transmisor se define en base a la siguiente ecuación:

$$I = 4 * \left(\frac{2}{5} * EC + 1 \right) \quad \text{Ec. 5.1}$$

Donde: I = Corriente en mA

EC = Electroconductividad de la solución de prueba.

Después de calibrar el transmisor, se procedió a realizar las pruebas con soluciones de diferente concentración de EC obteniéndose los siguientes resultados:

Solución(mS/cm)	Valor medido (mA)	Valor calculado (mA)	Porcentaje de Error (%)
0	3,85	4,00	3,7
1,7	6,90	6,72	2,7
3,1	9,21	8,96	2,8
5	12,27	12,00	2,3
7,5	16,29	16,00	1,8
9,9	19,64	19,84	1,0

Tabla 5.1 Resultados de las pruebas realizadas

Por lo tanto, el error promedio que se obtuvo es aproximadamente de 2,4% +/-SD; este error se puede considerar aceptable tomando en cuenta que ésta desviación del valor de la EC no influye en el normal desarrollo del cultivo o afecta negativamente al suelo. Se demuestra así que la respuesta del sensor si es lineal y que el diseño del circuito de acondicionamiento fue correcto, a lo que contribuyó así como la selección de componentes de buena tolerancia (2%).

La segunda prueba que se realizó al transmisor fue para verificar la compensación de temperatura; con este objetivo se midió la EC de una solución a diferentes temperaturas (desde 0 hasta 50⁰C). La solución de prueba tuvo una EC de 5mS/cm y por ende una salida de corriente de 12mA_{DC}. En la **Tabla 5.2** se muestra los resultados obtenidos:

Temperatura (⁰ C)	Salida del transmisor (mA)	Porcentaje error (%)
10	12,21	1,75
20	12,07	0,60
30	12,10	0,80
40	12,20	1,67
50	12,25	2,08

Tabla 5.2 Resultados de la prueba compensación de temperatura

Como se analizó anteriormente los cambios de la temperatura afectan las lecturas de la EC, razón por la cual el circuito acondicionador contiene una compensación de la misma y con este se obtuvo un error aproximado del 1,38%. El error que se obtuvo es aceptable y por lo tanto se verifica que se cumple la compensación de temperatura.

5.3 PRUEBAS DEL CONTROLADOR DE EC

Las pruebas que se realizaron son para comprobar el correcto funcionamiento del controlador de EC aquí diseñado. En primer lugar se procedió a probar el HMI y posteriormente el algoritmo de control del PLC que maneja los actuadores de la planta inyectora de fertilizantes.

5.3.1 PRUEBAS DEL HMI

En esta prueba se evaluó si el software implementado en el HMI cumple con su función de amigabilidad y además que sea para el operador una herramienta de

ayuda. Con este objetivo se hizo navegar por las pantallas de la HMI a un cierto número de personas, las cuales aprobaron el diseño del HMI debido a su gran sencillez y rápida ubicación de todas las funciones que ofrece el controlador diseñado. Los usuarios invitados se sintieron atraídos por la HMI debido a que ésta le ofrece otras características que en los controles clásicos es limitado como, por ejemplo, tener gráficos que indican la evolución de la variable del proceso, guardar datos en el computador de manera muy fácil, el mímico del proceso hace que el usuario se sienta más identificado con el mismo.

Además, otra prueba que se realizó al HMI es comprobar que la misma solo acepte tres tipos de usuarios: ADMINISTRADOR, AGRONOMO y OPERADOR; los cuales, como ya se indicó, tienen acceso controlado a ciertas pantallas o variables. Esta prueba resultó satisfactoria.

Con las dos pruebas realizadas al HMI se determina que se ha cumplido con los objetivos que se tenía con la misma. A continuación se pasa a describir las pruebas del algoritmo de control manejando la planta inyectora de fertilizante.

5.3.2 PRUEBAS DEL ALGORITMO DE CONTROL

Las pruebas se orientan a la obtención de la respuesta del sistema frente a los cambios, tanto en la variable medida EC como en el valor de consigna que es manejado desde el HMI del controlador.

Para la realización de estas pruebas se empleó la planta inyectora de fertilizantes que consta de un tanque de mezcla y un sistema de tuberías que forman un circuito cerrado para la recirculación del agua, mientras se inyectan fertilizantes controladas por electro válvulas; una bomba booster proporciona la movilidad al líquido durante la mezcla.

Debido al elevado costo que representa la construcción de toda la planta completa se optó por operar ciertas partes del prototipo en forma manual e, incluso, algunas partes se simularon. De allí que para el llenado no se utiliza una bomba sino que simplemente se llenó el tanque de mezcla manualmente. Los sensores de nivel alto/bajo entregan señales de tipo ON/OFF. Los solenoides de riego y recirculación son manuales. El contador de volumen de agua se simula con un generador de pulsos conectado a la entrada del PLC. Pero vale aclarar que el mismo tiene las subrutinas que pueden abrir o cerrar las electroválvulas cuando se las llega a instalar.

Se debe tomar en cuenta que la esencia de este proyecto es la inyección de los fertilizantes en el agua de riego, lo que justifica la construcción limitada del prototipo, pero que ofrece la posibilidad de demostrar el funcionamiento del algoritmo de control en forma adecuada. Además, el algoritmo de control que se diseñó tiene un alcance global y práctico de tal manera que puede manejar una planta inyectora de fertilizantes completa; es decir, sería un desperdicio diseñar el algoritmo de control solamente para manejar al prototipo construido.

A continuación se describe como se desarrollaron dichas pruebas.

Se llenó el tanque de mezcla con agua hasta llegar a un volumen adecuado imitando la función de la bomba de llenado. El contador (hidrómetro) del volumen de agua que ingresa al tanque de mezcla se lo simuló mediante un generador de pulsos, calibrado de tal forma que represente aproximadamente el volumen de agua con que se está llenando el tanque de mezcla y cuya salida se conecta a la entrada I0.1 del PLC. De esta forma, la bomba de llenado se desactiva y no debe volver a activarse sino al llegar a contabilizar un cierto número de pulsos equivalente a un volumen deseado de agua de riego. Efectivamente, se comprobó que una vez alcanzado el número de pulsos que corresponde al volumen deseado, la bomba de llenado se apaga. Cabe notar que todas las variables y parámetros de configuración

son ingresados en la pantalla de "configuración-calibración" del HMI, los parámetros que se deben configurar son: volumen de agua deseado, equivalencia entre número de pulsos de entrada versus volumen de agua, relación de inyección entre el tanque 1 (de macro elementos) y el tanque 2 (de micro elementos), ingresar las constantes del PID que comandan las electro válvulas de los tanques. Todos los cambios ingresados en el HMI son transferidos al PLC de forma inmediata.

Cuando el PLC detecta nivel bajo en la entrada I0.2 se comprobó que el algoritmo de control ordena la activación de la salida Q0.4 que comanda el arranque de la bomba de llenado. Cuando el PLC detecta el nivel alto en la entrada I0.3 se comprobó que el mencionado algoritmo del PLC ordena el apagado de la salida Q0.4 que comanda el apagado de la bomba de llenado y; por lo tanto, ordena la activación de la salida Q0.5; es decir, el arranque de la bomba de recirculación. Desde este instante empieza la inyección de fertilizantes en el agua de riego. Se verificó que el algoritmo de control calcula el volumen de agua que está pasando por la tubería de recirculación. Al completarse el volumen predefinido por el algoritmo, se inyecta fertilizantes mediante la activación de las salidas de conmutación rápida Q0.2 y Q0.3 que manejan las electro válvulas que permiten la inyección de solución fertilizante desde el tanque 1 y tanque 2 durante un tiempo definido por el mismo algoritmo. Después de esto realiza la lectura de la entrada análoga del PLC (AIW0) que contiene la información del valor de EC del agua de riego después de la inyección de los fertilizantes. Con este valor el PID calcula el error y determina el próximo tiempo de inyección. Si es necesario, se repite nuevamente la inyección de fertilizante hasta llegar al valor deseado de EC. Cuando se llega al valor de EC deseado se comprobó que se activa la salida Q0.6 diseñada para manejar la válvula solenoide que no permite que exista recirculación y además se desactiva la salida Q0.7 que permite el envío de la mezcla al campo, hasta cuando el PLC detecta que el nivel del tanque de mezcla es bajo y por ende termina el proceso.

Con el objetivo de visualizar el trabajo de las salidas del PLC se empleó luces piloto que se encuentran en el tablero*de mando. Además, el HMI incluye indicadores que

muestran el estado de los actuadores de la planta, verificando de esta manera que el funcionamiento del sistema es correcto.

Después de realizar algunas pruebas iniciales se determinó que los valores adecuados de las constantes de los controladores PID, volúmenes máximos de dosificación y tiempo de inyección son:

Constantes PID tanque 1:

$$K_p = 1.5$$

$$K_i = 40 \text{ min}$$

$$K_d = 0.2 \text{ min}$$

$$\text{Tiempo de Muestreo} = 5 \text{ s}$$

Constantes PID tanque 2:

$$K_p = 1.5$$

$$K_i = 40 \text{ min}$$

$$K_d = 0.2 \text{ min}$$

$$\text{Tiempo de Muestreo} = 5 \text{ s}$$

El caudal del líquido en la tubería de recirculación y el valor máximo que puede alimentar el inyector (FI) tienen valores de:

$$\text{Volumen} = 7 \text{ litros}$$

$$\text{FI} = 1 \text{ l/s}$$

Los valores correspondientes al volumen máxima de solución a inyectar (V-max), caudal de inyección (C-iny) y tiempo de inyección (T-iny) resultaron ser:

$$\text{V-max} = 0.5 \text{ litros (cada inyector)}$$

$$\text{C-iny} = 0.07 \text{ litros/s (cada inyector)}$$

$$T_p = 0.3 \text{ s (cada inyector)}$$

Para comprobar el correcto funcionamiento del algoritmo de control, las pruebas se hicieron inyectando fertilizantes en el tanque de mezcla el cual contenía agua potable con una EC de 1.5mS/cm, cuyo valor fue visualizado en las pantallas correspondientes del HMI. Al definir un valor de consigna de 4mS/cm, una relación de tanque1/tanque2 igual a 2/1, se observó con un osciloscopio que la respuesta de las salidas Q0.2 y Q0.3 entregadas por el algoritmo de control implementado en el PLC, y que manejan la inyección de los fertilizantes, son como se muestran en la **Figura 5.1** y en la **Figura 5.2**.

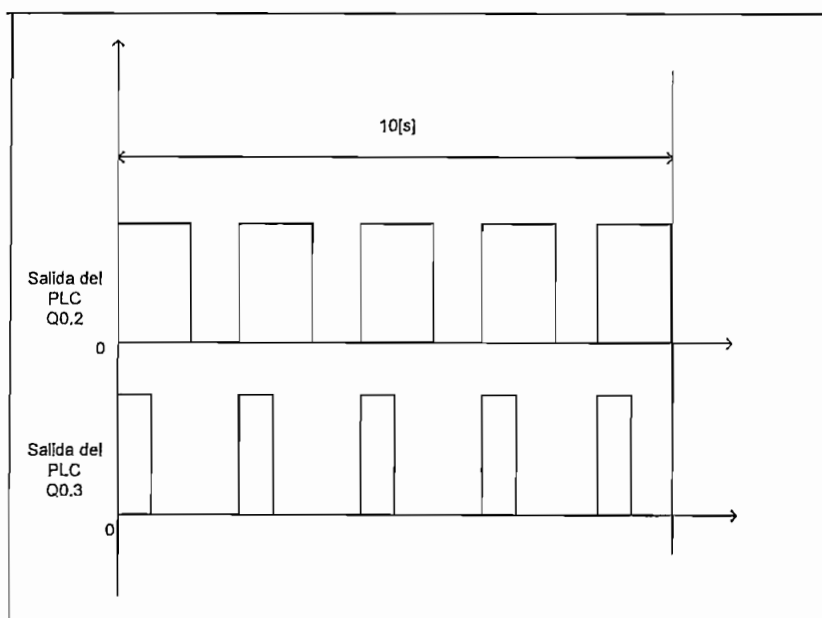


Figura 5.1 Conmutación a las salidas del PLC al inicio de la inyección.

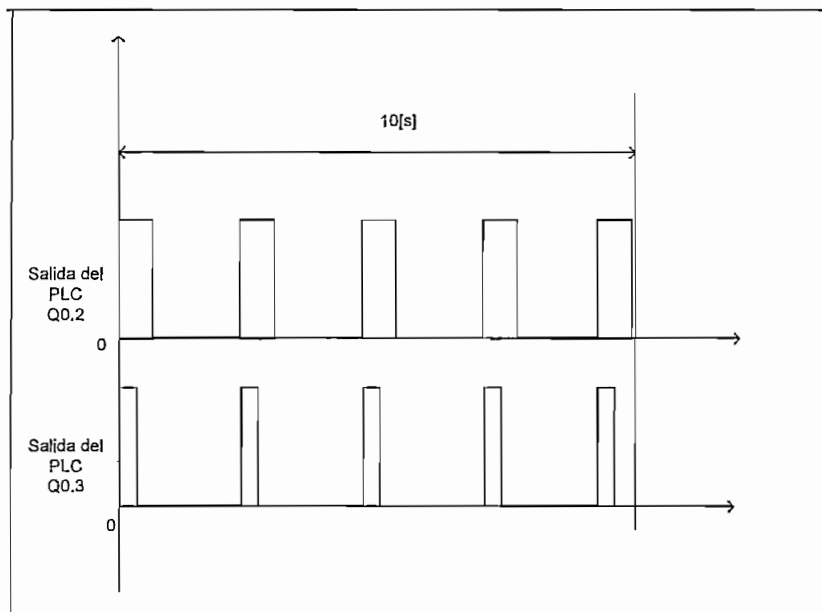


Figura 5.2 Conmutación a las salidas del PLC al aproximarse al valor de consigna.

En el primer gráfico se observa la duración de los pulsos de control en las salidas del PLC cuando el error es grande; mientras que, en el segundo se visualiza dichos pulsos cuando el error es menor,

A pesar de que el punto de consigna fue fijado en 4 mS/cm, cuando la EC medida llegó a 3,7 mS/cm el proceso de inyección terminó. Esto se debe a que el sistema tiene definido un valor de histéresis de $\pm 0,3$ mS/cm. El error que así se produce no es crítico para los cultivos a los cuales se les está suministrando el agua fertilizada, y no afecta su normal desarrollo. En las referencias (7) se indicó que muchas plantaciones pueden tolerar una variación de la EC en el suelo de cultivo alrededor de 0,5 a 1,0 mS/cm.

(7) Tesis "Control de EC y pH utilizando un controlador dedicado", Wladimir Granda, 2002

5.4 ANALISIS ECONOMICO

El costo del prototipo construido: PLC, planta inyectora de fertilizantes, implementación del transmisor de EC tiene un costo aproximado de USD 1500, sin incluir el costo del sensor de EC que es aproximadamente USD150.

Como el software de desarrollo (Intouch) cuesta alrededor de USD 3000, resulta una inversión demasiado alta, razón por la cual el empleo de esta plataforma de desarrollo sería usado para automatizar procesos caros que justifiquen la inversión.

Las pruebas y resultados reportados en este capítulo demuestran que se cumplieron con los objetivos propuestos. En el **Capítulo 6** que sigue se realizan las conclusiones y recomendaciones al presente proyecto.

CAPITULO 6.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Después de realizar las pruebas al sistema, de los resultados obtenidos se puede extraer las conclusiones y recomendaciones siguientes:

6.1 CONCLUSIONES

- El control de la EC en el agua de riego es un método fácil y eficiente para dosificar de manera adecuada los fertilizantes que deben suministrarse a los diferentes cultivos de invernaderos.
- El controlador diseñado garantiza un valor de EC del agua de riego con un error del 3% +/-SD. Esta precisión es adecuada, considerando que un sistema comercial tiene errores en el mismo orden.
- Para este proyecto inicialmente se consideró el empleo de una tarjeta de adquisición de datos. Pero analizando más detenidamente se llegó a la conclusión de que es mejor utilizar un PLC por ser más robusto y confiable. Esto evita que el sistema pueda quedar inutilizado si, por ejemplo, la PC llega a congelarse, algo un tanto típico de las computadoras.
- El acondicionador del sensor requiere una protección contra los campos magnéticos (EMI/RFI), por este motivo se blindó el equipo y se conectó a tierra. Esta medida se puede concluir que fue suficiente en vista de los bajos valores medidos.
- En las pruebas realizadas al transmisor de EC se pudo observar que el cable de comunicación era susceptible a las interferencias electromagnéticas pues se media valores extraños. Utilizando un cable blindado se corrigió este problema.

- El tiempo que demora el sistema en llegar a la EC predefinida es relativamente largo (20 minutos). Este tiempo no es muy crítico pues en un campo de riego, por lo general, se riega de 3 a 5 veces al día.
- El PLC S7200 CPU224 de Siemens resultó ser una buena elección, particularmente el PID incluido fue de gran utilidad para la realización del algoritmo de control.

6.2 RECOMENDACIONES

- Para la realización de las pruebas del transmisor se recomienda una contrastación con otro transmisor para determinar la validez de las medidas realizadas.
- Las pruebas se deben realizar por partes; es decir, primero se debe probar la validez de una parte del sistema de control antes de ser acoplada a la siguiente. Esto facilita el descubrimiento de fallas.
- Actualmente el mercado ofrece transmisores importados que tienen costos elevados que rebasan ampliamente el verdadero costo de construcción. Se recomienda explorar estos campos con el objetivo de llegar a proponer diseños propios que costarían menos sin sacrificar excelentes características y rendimientos.
- El principio que se utiliza en este proyecto de titulación se puede aplicar en otros campos; existen muchos procesos industriales en los cuales se necesita inyectar una cantidad determinada de solución en un líquido en los que resultaría adecuado utilizar un sistema automático como el que aquí se ha diseñado. Se mencionan algunos ejemplos: inyección de soluciones líquidas para la producción de chocolate, caramelos, gaseosas, en la elaboración de medicamentos en laboratorios químicos, etc.
- Al inicio la comunicación del PLC con la PC tanto para bajar el programa (Step-7) como la comunicación con el Intouch dieron dificultad debido a la falta

de experiencia en el manejo de comunicaciones, problema que fue superado con el tiempo. Se recomienda que se adquiera equipo para los laboratorios de la facultad que posibilite hacer las prácticas que ayuden a la formación de las nuevas generaciones.

- La plataforma de desarrollo Intouch es de alto costo; pero se recomienda que la EPN de todas maneras adquiera esta y otras plataformas para entrenar adecuadamente a sus egresados con productos de uso generalizado en la industria.

BIBLIOGRAFIA

[1] **Homer D. Chapman**

"METODOS DE ANALISIS PARA SUELO, PLANTAS Y AGUAS"

Año: 1991

Segunda Edición

[2] **Curtis D. Jhonson**

"PROCESS CONTROL INSTRUMENTATION TECHNOLOGY"

Año: 2000

Sexta Edición

[3] **David R. Lide**

"HANBOOK OF CHEMISTRY AND PHYSICS"

Año: 1992-1993

Tercera Edición

[4] **Wonderware Corporation**

"WONDERWARE'S INTOUCH BASIC TRAINING MANUAL"

Año: 1996

Primera Edición

[5] **Siemens**

"MANUAL DEL SISTEMA DE AUTOMATIZACION S7-200"

Año: 1997

[6] **Sistemas progresivos S.A.**

"MANUAL DEL CONTROLADOR DE RIEGO AGRONOMIC 5000"

[7] **Wladimir Granda**

"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CONTROLADOR DE EC Y pH "

Año: 1991

Segunda Edición

[8] www.info@carburus.com

[9] www.elriego.com

[10] www.analog.com

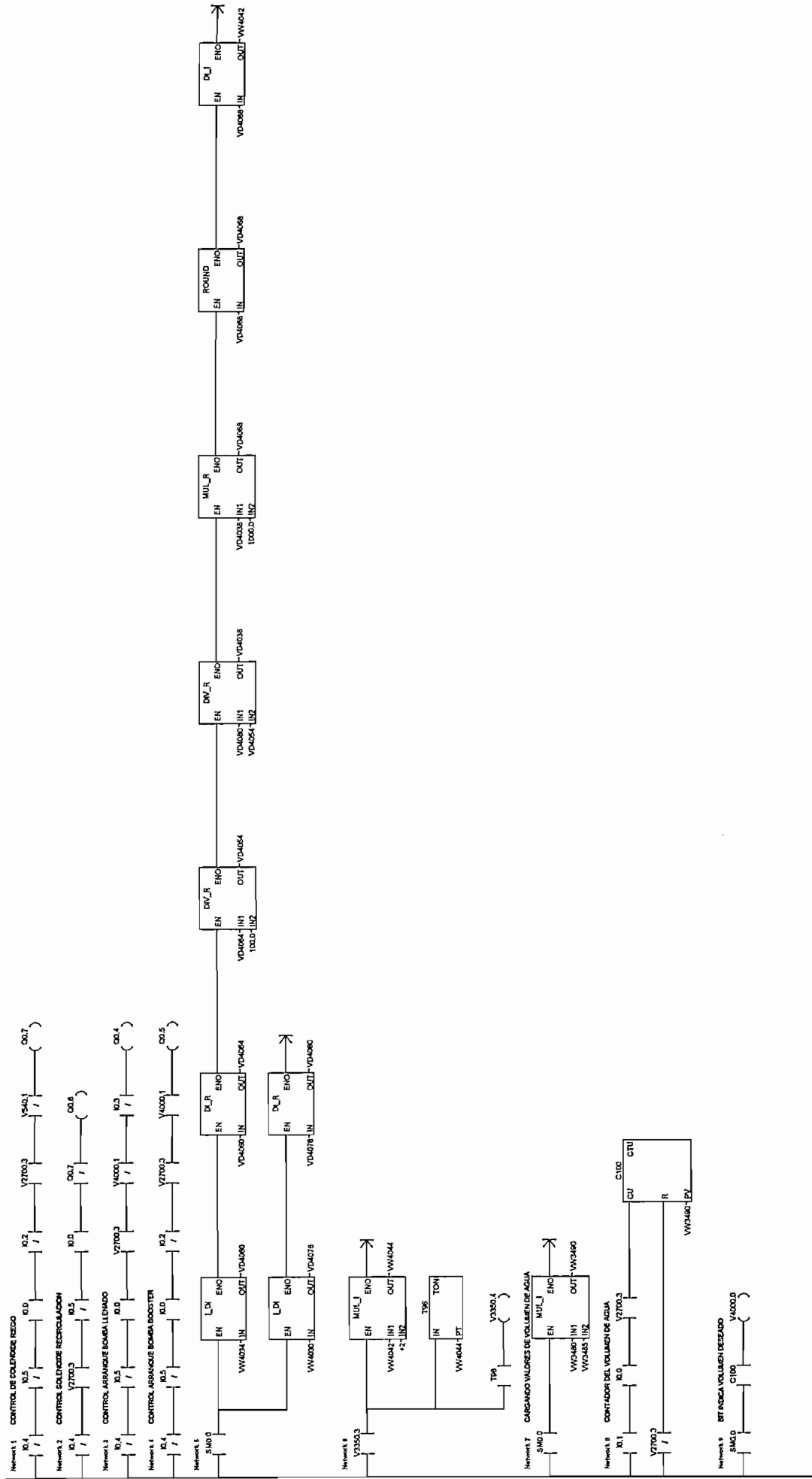
[11] www.hanna.com

ANEXOS

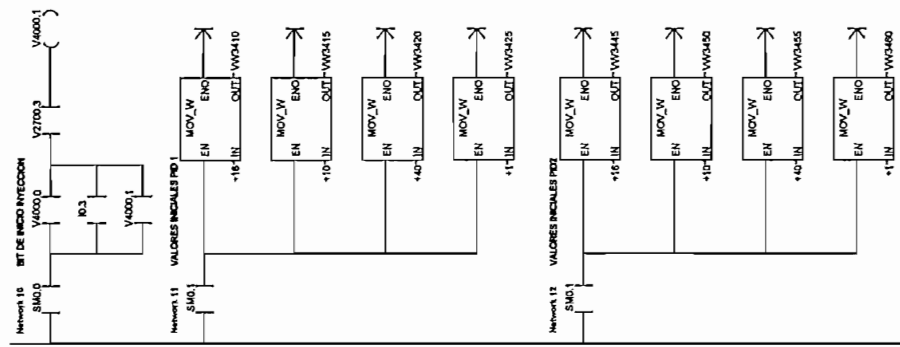
ANEXO A

.....

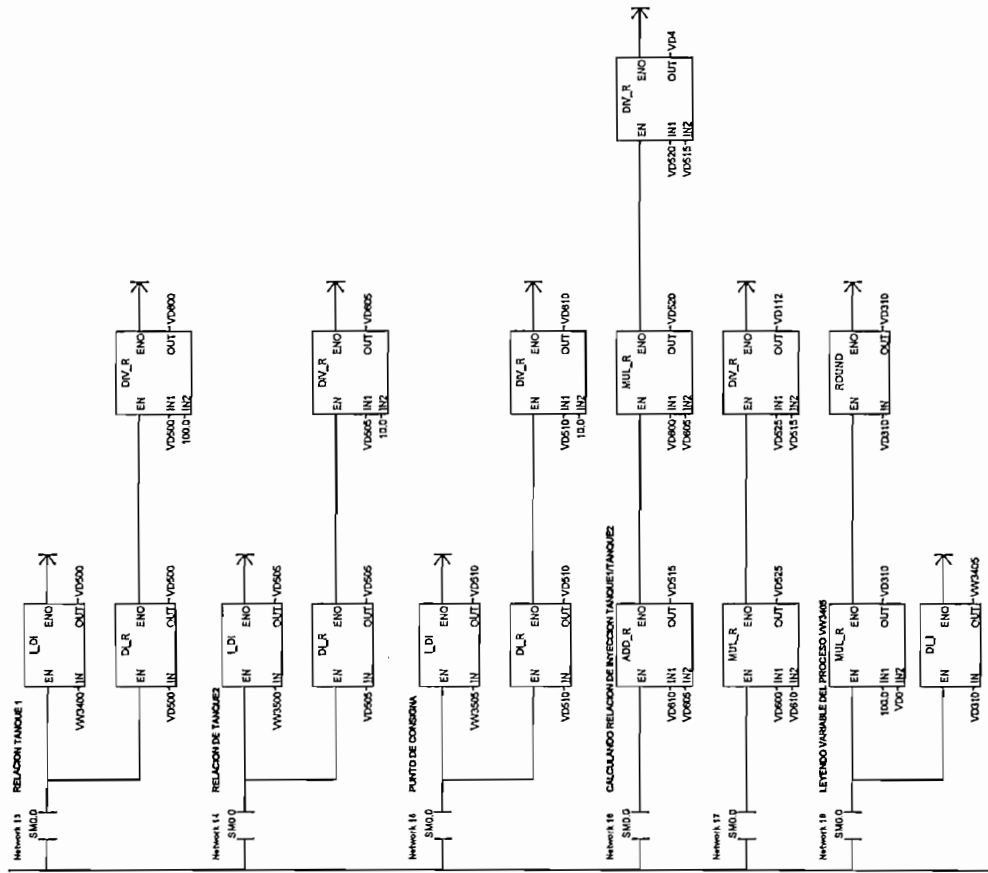
PROGRAMA IMPLEMENTADO EN EL PLC S7200



E.P.N.	PROYECTO TITULACION
CONTROLADOR DE ELECTROCONDUCTIVIDAD	



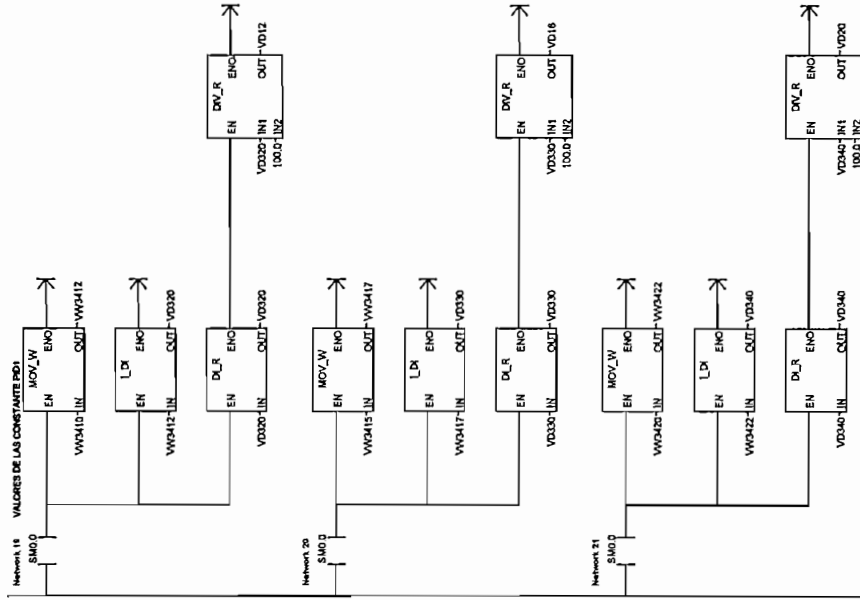
	E.P.N.	PROYECTO TITULACION
CONTROLADOR DE ELECTROCONDUCTIVIDAD		



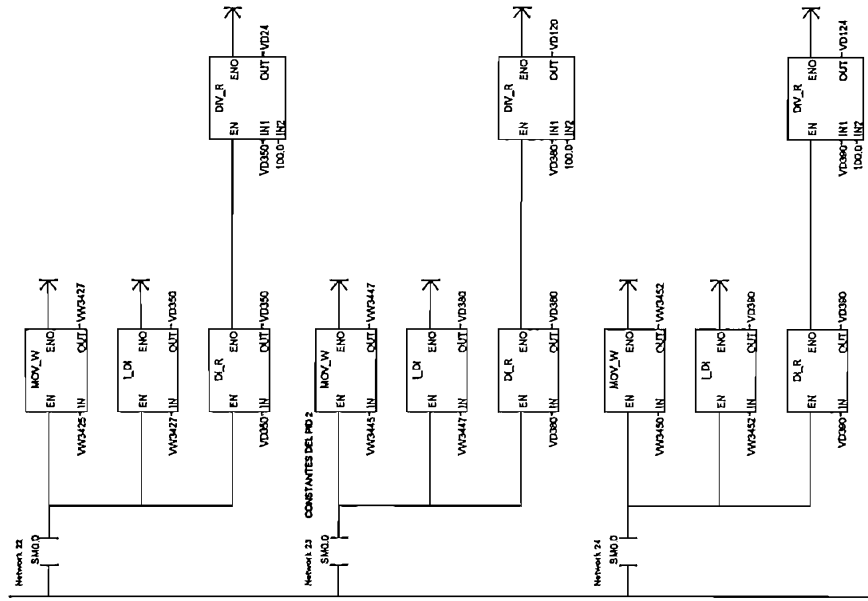
E.P.N.

PROYECTO TITULACION

CONTROLADOR DE ELECTROCONDUCTIVIDAD



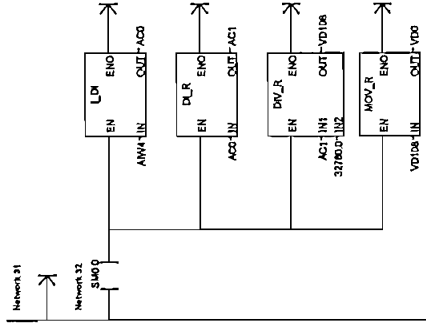
E.P.N.	PROYECTO TITULACION
CONTROLADOR DE ELECTROCONDUCTIVIDAD	



E.P.N.

PROYECTO TITULACION

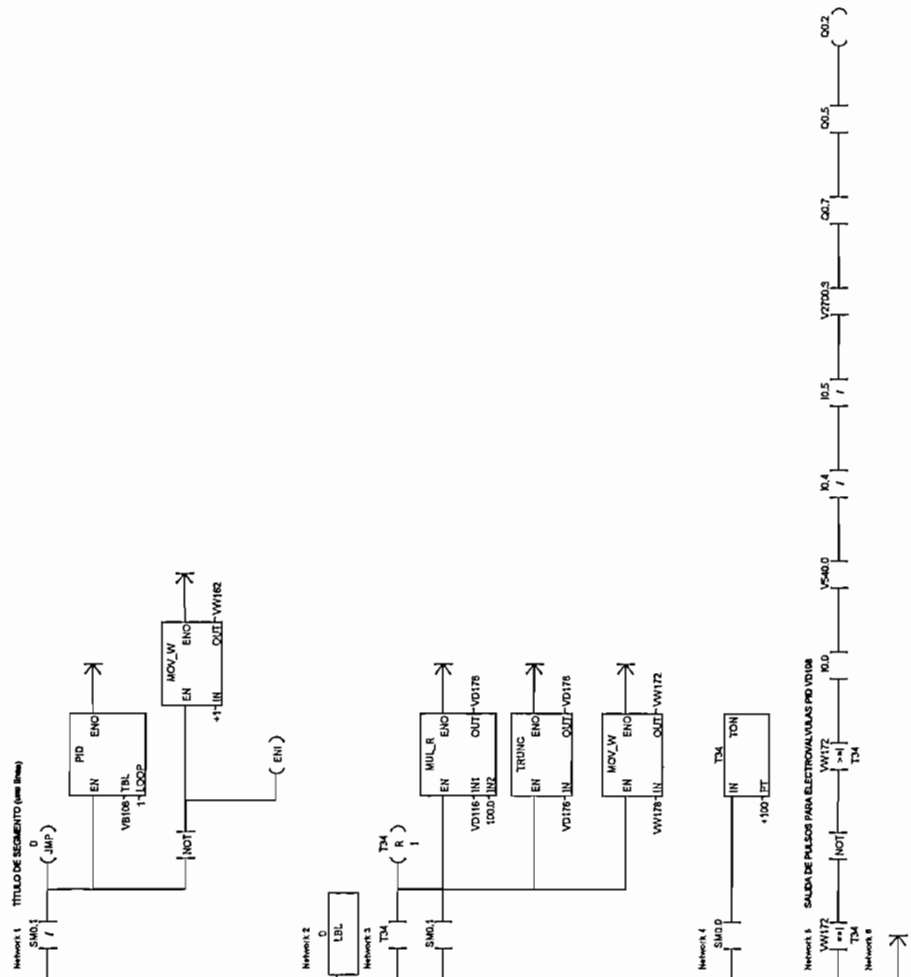
CONTROLADOR DE ELECTROCONDUCTIVIDAD



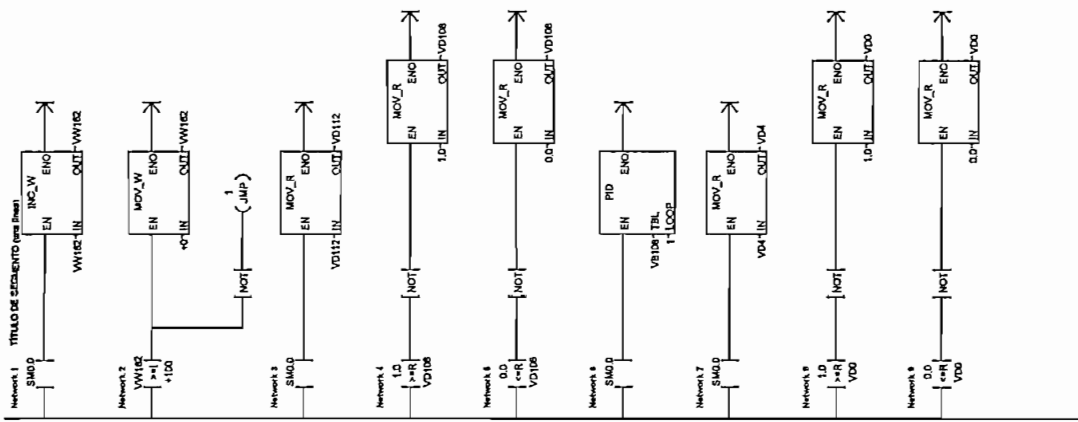
E.P.N.

PROYECTO TITULACION

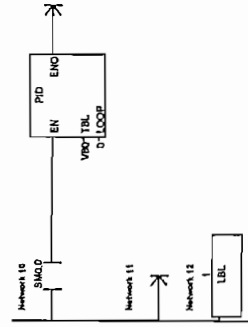
CONTROLADOR DE ELECTROCONDUCTIVIDAD



E.P.N.	PROYECTO TITULACION
CONTROLADOR DE ELECTROCONDUCTIVIDAD	



E.P.N.	PROYECTO TITULACION
CONTROLADOR DE ELECTROCONDUCTIVIDAD	



		PROYECTO TITULACION
	E.P.N.	
	CONTROLADOR DE ELECTROCONDUCTIVIDAD	

ANEXO B

FEATURES

Easy to Use
 Low Cost Solution
 Higher Performance than Two or Three Op Amp Design
 Unity Gain with No External Resistor
 Optional Gains with One External Resistor
 (Gain Range 2 to 1000)
 Wide Power Supply Range (± 2.6 V to ± 15 V)
 Available in 8-Lead PDIP and SOIC
 Low Power, 1.5 mA max Supply Current

GOOD DC PERFORMANCE

0.15% Gain Accuracy ($G = 1$)
 125 μ V max Input Offset Voltage
 1.0 μ V/ $^{\circ}$ C max Input Offset Drift
 5 nA max Input Bias Current
 66 dB min Common-Mode Rejection Ratio ($G = 1$)

NOISE

12 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 1 kHz Input Voltage Noise
 0.60 μ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz, $G = 10$)

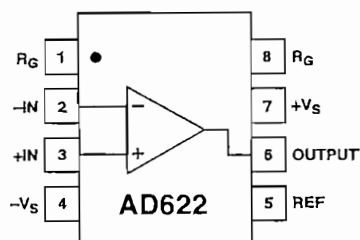
EXCELLENT AC CHARACTERISTICS

800 kHz Bandwidth ($G = 10$)
 10 μ s Settling Time to 0.1% @ $G = 1-100$
 1.2 V/ μ s Slew Rate

APPLICATIONS

Transducer Interface
 Low Cost Thermocouple Amplifier
 Industrial Process Controls
 Difference Amplifier
 Low Cost Data Acquisition

CONNECTION DIAGRAM



PRODUCT DESCRIPTION

The AD622 is a low cost, moderately accurate instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set any gain between 2 and 1,000. Or for a gain of 1, no external resistor is required. The AD622 is a complete difference or subtracter amplifier "system" while providing superior linearity and common-mode rejection by incorporating precision laser trimmed resistors.

The AD622 replaces low cost, discrete, two or three op amp instrumentation amplifier designs and offers good common-mode rejection, superior linearity, temperature stability, reliability, and board area consumption. The low cost of the AD622 eliminates the need to design discrete instrumentation amplifiers to meet stringent cost targets. While providing a lower cost solution, it also provides performance and space improvements.

REV. C

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 which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
 Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

AD622—SPECIFICATIONS (typical @ +25°C, $V_S = \pm 15$ V, and $R_L = 2$ k Ω unless otherwise noted)

Parameter	Conditions	AD622			Units		
		Min	Typ	Max			
Gain Gain Range Gain Error ¹ G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	$G = 1 + (50.5 \text{ k}/R_G)$ $V_{OUT} = \pm 10$ V	1		1000			
				0.05	0.15	%	
				0.2	0.50	%	
				0.2	0.50	%	
				0.2	0.50	%	
				0.2	0.50	%	
Linearity Nonlinearity, G = 1–1000 G = 1–100 Gain vs. Temperature	$V_{OUT} = \pm 10$ V $R_L = 10$ k Ω $R_L = 2$ k Ω		10		ppm		
			10		ppm		
				10		ppm/°C	
				–50		ppm/°C	
Offset Input Offset, V_{OSI} Average TC Output Offset, V_{OSO} Average TC Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR) G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	(Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$) $V_S = \pm 5$ V to ± 15 V $V_S = \pm 5$ V to ± 15 V $V_S = \pm 5$ V to ± 15 V $V_S = \pm 5$ V to ± 15 V $V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		60	125	μ V		
				1.0		μ V/°C	
			600	1500		μ V	
				15		μ V/°C	
				80	100		dB
				95	120		dB
				110	140		dB
				110	140		dB
		Input Input Bias Current Average TC Input Offset Current Average TC			2.0	5.0	nA
					3.0		pA/°C
			0.7	2.5	nA		
			2.0		pA/°C		
Input Input Impedance Differential Common-Mode Input Voltage Range ² Over Temperature Over Temperature Common-Mode Rejection Ratio DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	$V_S = \pm 2.6$ V to ± 5 V $V_S = \pm 5$ V to ± 18 V $V_{CM} = 0$ V to ± 10 V		10 2		G Ω pF		
			10 2		G Ω pF		
			– $V_S + 1.9$		+ $V_S - 1.2$	V	
			– $V_S + 2.1$		+ $V_S - 1.3$	V	
			– $V_S + 1.9$		+ $V_S - 1.4$	V	
			– $V_S + 2.1$		+ $V_S - 1.4$	V	
				66	78		dB
				86	98		dB
				103	118		dB
				103	118		dB
Output Output Swing Over Temperature Over Temperature Short Current Circuit	$R_L = 10$ k Ω , $V_S = \pm 2.6$ V to ± 5 V $V_S = \pm 5$ V to ± 18 V		– $V_S + 1.1$	+ $V_S - 1.2$	V		
			– $V_S + 1.4$	+ $V_S - 1.3$	V		
			– $V_S + 1.2$	+ $V_S - 1.4$	V		
			– $V_S + 1.6$	+ $V_S - 1.5$	V		
				± 18		mA	

Model	Conditions	AD622			Units
		Min	Typ	Max	
DYNAMIC RESPONSE					
Small Signal -3 dB Bandwidth					
G = 1			1000		kHz
G = 10			800		kHz
G = 100			120		kHz
G = 1000			12		kHz
Slew Rate			1.2		V/μs
Settling Time to 0.1%	10 V Step				
G = 1-100			10		μs
NOISE					
Voltage Noise, 1 kHz	$Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(e_{ni}^2) + (e_{no} / G)^2}$				
Input, Voltage Noise, e_{ni}			12		nV/√Hz
Output, Voltage Noise, e_{no}			72		nV/√Hz
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz					
G = 1			4.0		μV p-p
G = 10			0.6		μV p-p
G = 100-1000			0.3		μV p-p
Current Noise	f = 1 kHz		100		fA/√Hz
0.1 Hz to 10 Hz			10		pA p-p
REFERENCE INPUT					
R_{IN}	$V_{IN+}, V_{REF} = 0$		20		kΩ
I_{IN}			+50	+60	μA
Voltage Range			$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$	V
Gain to Output			1 ± 0.0015		
POWER SUPPLY					
Operating Range ³	$V_S = \pm 2.6\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	±2.6		±18	V
Quiescent Current			0.9	1.3	mA
Over Temperature			1.1	1.5	mA
TEMPERATURE RANGE					
For Specified Performance			-40 to +85		°C

NOTES
¹Does not include effects of external resistor R_G .
²One input grounded. $G = 1$.
³This is defined as the same supply range that is used to specify PSR.
Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	±18 V
Internal Power Dissipation ²	650 mW
Output Voltage (Common Mode)	±V _S
Differential Input Voltage	±25 V
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range (N, R)	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range	
AD622A	-40°C to +85°C
Lead Temperature Range (Soldering 10 seconds)	+300°C

NOTES

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.

Specification is for device in free air.

Lead Plastic Package: $\theta_{JA} = 95^\circ\text{C/Watt}$

Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 155^\circ\text{C/Watt}$

CAUTION

AD622 is an electrostatic discharge (ESD) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD622 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Option*
AD622AN	-40°C to +85°C	N-8
AD622AR	-40°C to +85°C	SO-8
AD622AR-REEL	-40°C to +85°C	13" Reel
AD622AR-REEL7	-40°C to +85°C	7" Reel

*N = Plastic DIP, SO = Small Outline.



Typical Characteristics (@ +25°C, V_S = ±15 V, R_L = 2 kΩ, unless otherwise noted)

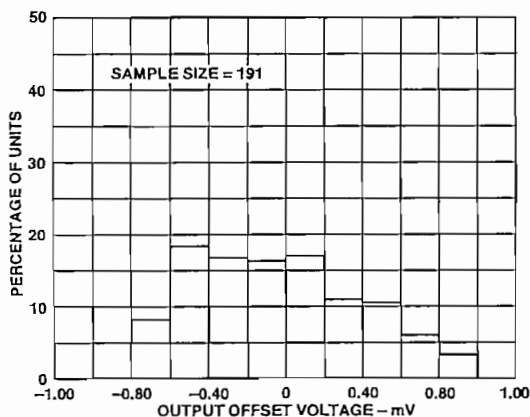


Figure 1. Typical Distribution of Output Offset Voltage

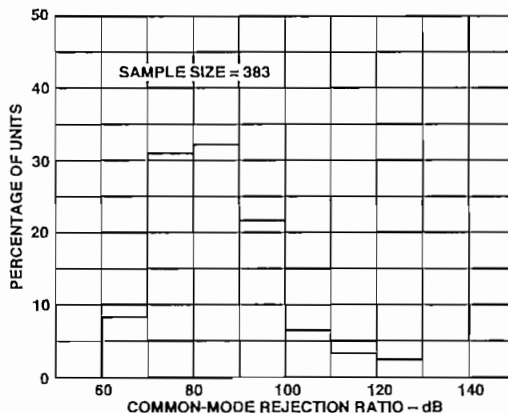


Figure 2. Typical Distribution of Common-Mode Rejection

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

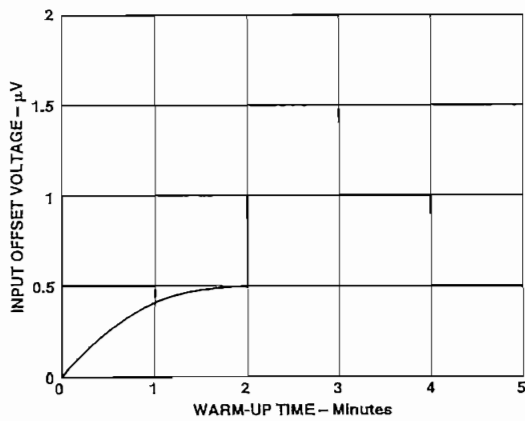


Figure 3. Change in Input Offset Voltage vs. Warm-Up Time

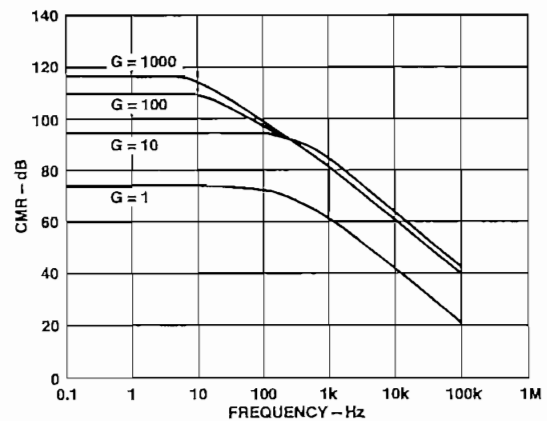


Figure 6. CMR vs. Frequency, RTI, Zero to 1 kΩ Source Imbalance

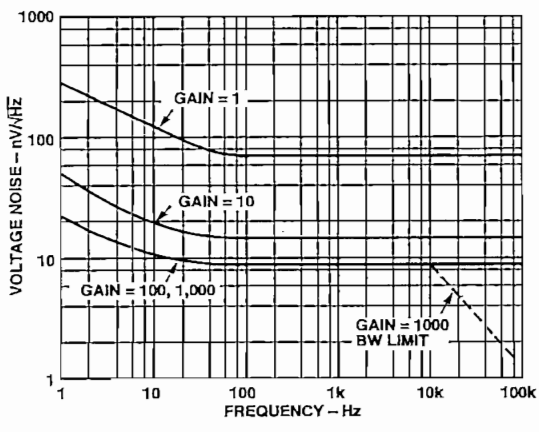


Figure 4. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency, ($G = 1-1000$)

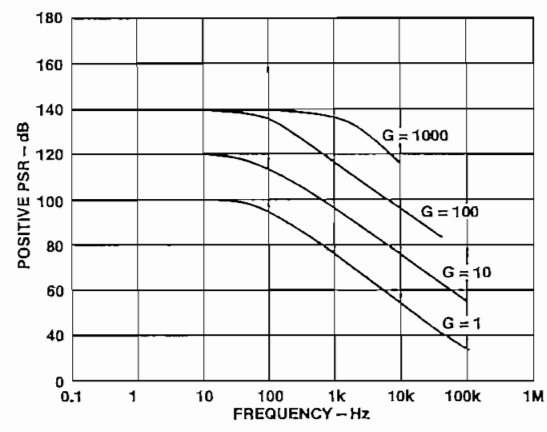


Figure 7a. Positive PSR vs. Frequency, RTI ($G = 1-1000$)

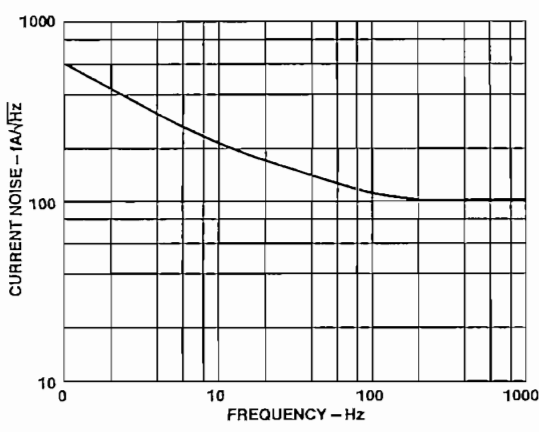


Figure 5. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

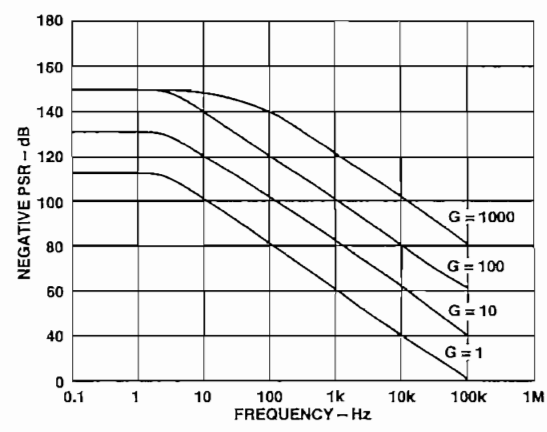


Figure 7b. Negative PSR vs. Frequency, RTI ($G = 1-1000$)

AD622—Typical Characteristics (@ +25°C, $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted)

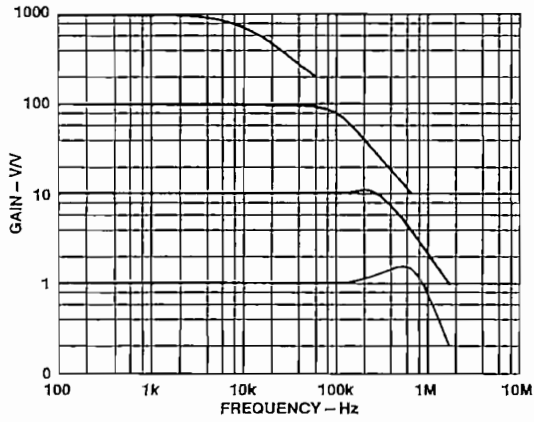


Figure 8. Gain vs. Frequency

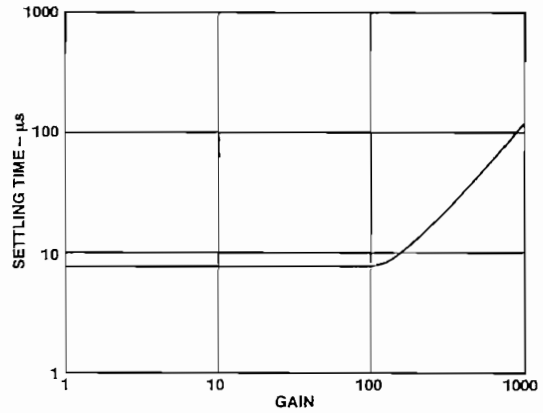


Figure 11. Settling Time to 0.1% vs. Gain, for a 10 V Step

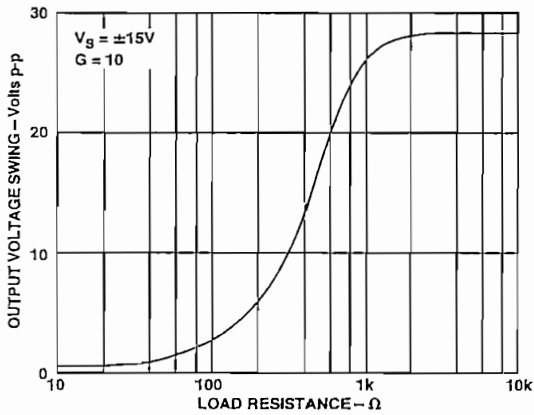


Figure 9. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

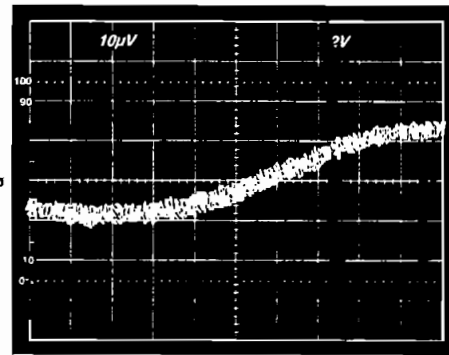


Figure 12. Gain Nonlinearity, $G = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$
($20\text{ }\mu\text{V} = 2\text{ ppm}$)

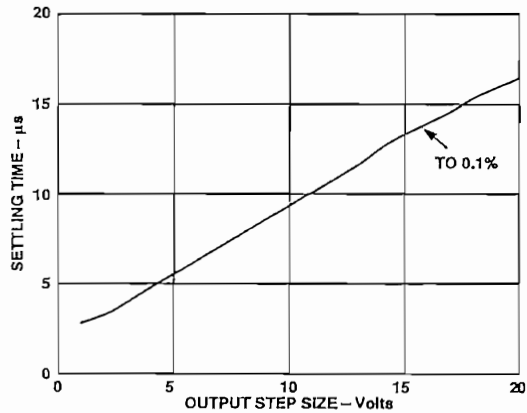


Figure 10. Settling Time vs. Step Size ($G = 1$)

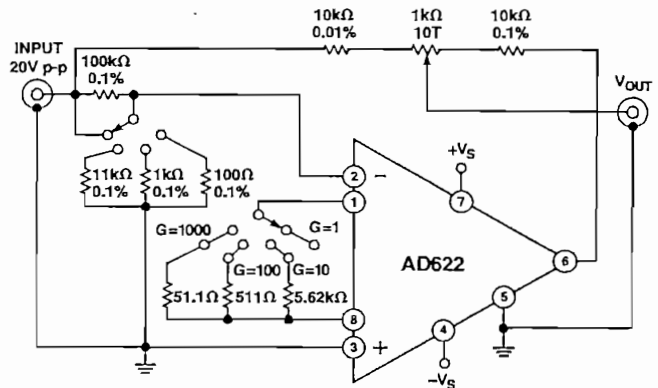


Figure 13. Settling Time Test Circuit

THEORY OF OPERATION

The AD622 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 0.5% at $G = 100$) with only one resistor. Monolithic construction and laser wafer trimming allow the tight matching and tracking of circuit components, thus insuring its performance.

The input transistors Q1 and Q2 provide a single differential-pair bipolar input for high precision. Feedback through the Q1-A1-R1 loop and the Q2-A2-R2 loop maintains constant collector current of the input devices Q1, 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 subtracter 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, C2 and the preamp transconductance) increases with programmed gain, thus optimizing frequency response. (c) The input voltage noise is reduced to a value of $12 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, determined mainly by the collector current and base resistance of the input devices.

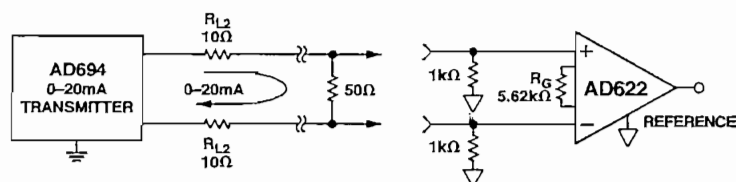
The internal gain resistors, R1 and R2, are trimmed to an absolute value of $25.25 \text{ k}\Omega$, allowing the gain to be programmed accurately with a single external resistor.

Make vs. Buy: A Typical Application Error Budget

The AD622 offers a cost and performance advantages over discrete "two op-amp" instrumentation amplifier designs along with smaller size and less components. In a typical application shown in Figure 14, a gain of 10 is required to receive and amplify a 0–20 mA signal from the AD694 current transmitter. The current is converted to a voltage in a 50Ω shunt. In applications where transmission is over long distances, line impedance can be significant so that differential voltage measurement is essential. Where there is no connection between the ground returns of transmitter and receiver, there must be a dc path from each input to ground, implemented in this case using two $1 \text{ k}\Omega$ resistors. The error budget detailed in Table I shows how to calculate the effect various error sources have on circuit accuracy.

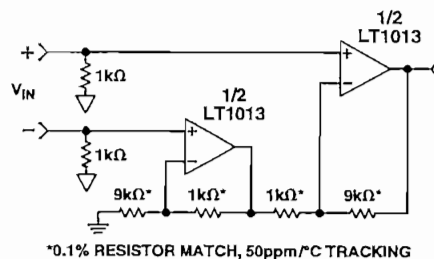
The AD622 provides greater accuracy at lower cost. The higher cost of the "homebrew" circuit is dominated in this case by the matched resistor network. One could also realize a "homebrew" design using cheaper discrete resistors which would be either trimmed or hand selected to give high common-mode rejection. This level of common-mode rejection would however degrade significantly over temperature due to the drift mismatch of the discrete resistors.

Note that for the homebrew circuit, the LT1013 specification for noise has been multiplied by $\sqrt{2}$. This is because a "two op-amp" type instrumentation amplifier has two op amps at its inputs, both contributing to the overall noise.



0–20 mA Current Loop
with 50Ω Shunt Impedance

AD622 Monolithic
Instrumentation Amplifier,
 $G = 9.986$



"Homebrew" In Amp, $G = 10$

Figure 14. Make vs. Buy

Table I. Make vs. Buy Error Budget

Source	AD622 Circuit Calculation	"Homebrew" Circuit Calculation	Total Error in ppm Relative to 1 V FS AD622	Total Error in ppm Relative to 1 V FS Homebrew
ABSOLUTE ACCURACY at T_A = +25°C				
Total RTI Offset Voltage, μV	250 μV + 1500 $\mu\text{V}/10$	800 $\mu\text{V} \times 2$	400	1600
Input Offset Current, nA	2.5 nA \times 1 k Ω	15 nA \times 1 k Ω	2.5	15
CMR, dB	86 dB \rightarrow 50 ppm \times 0.5 V	(0.1% Match \times 0.5 V)/10 V	25	50
TEMPERATURE DRIFT TO +85°C		Total Absolute Error	427.5	1665
Gain Drift, ppm/°C	(50 ppm + 5 ppm) \times 60°C	(50 ppm)/°C \times 60°C	3300	3000
Total RTI Offset Voltage, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	(2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ + 15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}/10$) \times 60°C	9 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 2 \times 60^\circ\text{C}$	210	1080
Input Offset Current, pA/°C	2 pA/°C \times 1 k $\Omega \times 60^\circ\text{C}$	155 pA/°C \times 1 k $\Omega \times 60^\circ\text{C}$	0.12	9.3
RESOLUTION		Total Drift Error	3510.12	4089.3
Gain Nonlinearity, ppm of Full Scale	10 ppm	20 ppm	10	20
Typ 0.1 Hz–10 Hz Voltage Noise, μV p-p	0.6 μV p-p	0.55 μV p-p $\times \sqrt{2}$	0.6	0.778
		Total Resolution Error	10.6	20.778
		Grand Total Error	3948	5575

RESISTOR SELECTION

The AD622's gain is resistor programmed by R_G , or more precisely, by whatever impedance appears between Pins 1 and 8. The AD622 is designed to offer gains as close as possible to regular integer values using standard 1% resistors. Table II 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 G , R_G can be calculated by using the formula

$$R_G = \frac{50.5 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

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

Table II. Required Values of Gain Resistors

Desired Gain	1% Std Table Value of R_G , Ω	Calculated Gain
2	51.1 k	1.988
5	12.7 k	4.976
10	5.62 k	9.986
20	2.67 k	19.91
33	1.58 k	32.96
40	1.3 k	39.85
50	1.02 k	50.50
65	787	65.17
100	511	99.83
200	255	199.0
500	102	496.1
1000	51.1	989.3

INPUT AND OUTPUT OFFSET VOLTAGE

The low errors of the AD622 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:

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

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

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 AD622 features 400 Ω of series thin film resistance at its inputs, and will safely withstand input overloads of up to ± 25 V or ± 60 mA for up to an hour. This is true for all gains and power on and off, which is particularly important since the signal source and amplifier may be powered separately. For continuous input overload, the current should not exceed 6 mA ($I_{IN} \leq V_{IN}/400 \Omega$). For input overloads beyond the supplies, clamping the inputs to the supplies (using a diode such as an 1N4148) will reduce the required resistance, yielding lower noise.

RF INTERFERENCE

The circuit of Figure 15 is recommended for AD622 series in-amps and provides good RFI suppression at the expense of reducing the (differential) bandwidth. In addition, this RC input network also provides additional input overload protection (see input protection section). Resistors R1 and R2 were selected to be high enough in value to isolate the circuit's input from capacitors C1–C3, but without significantly increasing the circuit's noise.

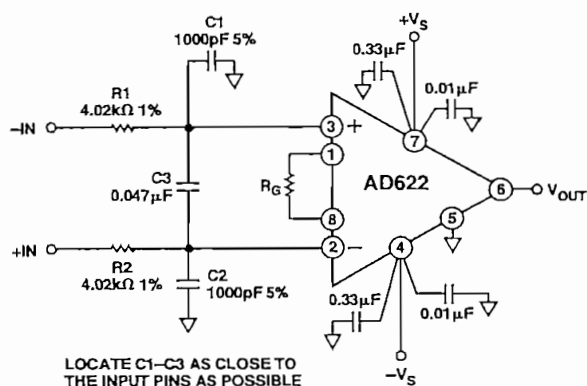


Figure 15. RFI Suppression Circuit for AD622 Series In-Amps

R1/R2 and C1/C2 form a bridge circuit whose output appears across the in-amp's input pins. Any mismatch between the C1/R1 and C2/R2 time constant will unbalance the bridge and reduce common-mode rejection. C3 insures that any RF signals are common mode (the same on both in-amp inputs) and are not applied differentially.

This low pass network has a -3 dB BW equal to: $1/(2\pi (R1 + R2) (C3 + C1 + C2))$. Using a C3 value of 0.047 μ F as shown, the -3 dB signal BW of this circuit is approximately 400 Hz.

When operating at a gain of 1000, the typical dc offset shift over a frequency range of 1 Hz to 20 MHz will be less than 1.5 μ V RTI and the circuit's RF signal rejection will be better than 71 dB. At a gain of 100, the dc offset shift is well below 1 mV RTI and RF rejection better than 70 dB.

The 3 dB signal bandwidth of this circuit may be increased to 900 Hz by reducing resistors R1 and R2 to 2.2 k Ω . The performance is similar to that using 4 k Ω resistors, except that the circuitry preceding the in-amp must drive a lower impedance load.

This circuit should be built using a PC board with a ground plane on both sides. All component leads should be made as short as possible. Resistors R1 and R2 can be common 1% metal film units but capacitors C1 and C2 need to be $\pm 5\%$ tolerance devices to avoid degrading the circuit's common-mode rejection. Either the traditional 5% silver micas, miniature size micas, or the new Panasonic $\pm 2\%$ PPS film capacitors are recommended.

GROUNDING

Since the AD622 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." The REF pin should however be tied to a low impedance point for optimal CMR.

The use of ground planes is recommended to minimize the impedance of ground returns (and hence the size of dc errors). In order to isolate low level analog signals from a noisy digital environment, many data-acquisition components have separate analog and digital ground returns (Figure 16). All ground pins on mixed signal components such as analog to digital converters should be returned through the "high quality" analog ground plane. Maximum isolation between analog and digital is achieved by connecting the ground planes back at the supplies. Digital return currents from the ADC which flow in the analog ground plane will in general have a negligible effect on the performance.

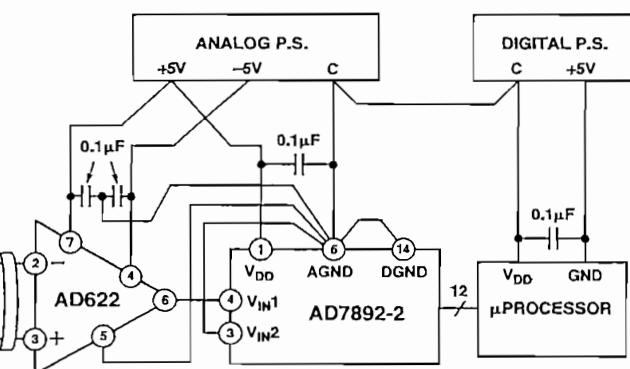


Figure 16. Basic Grounding Practice

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 17. Refer to the *Instrumentation Amplifier Application Guide* (free from Analog Devices) for more information regarding in amp applications.

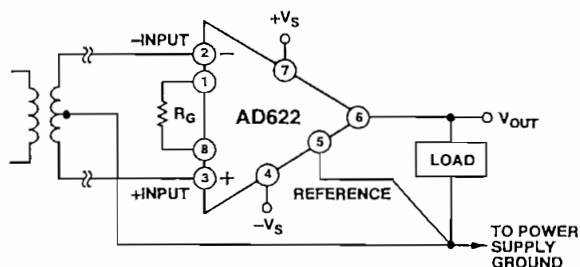


Figure 17a. Ground Returns for Bias Currents with Transformer Coupled Inputs

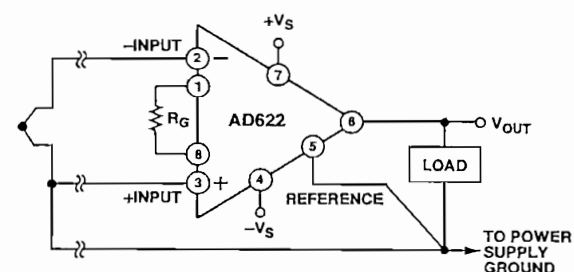


Figure 17b. Ground Returns for Bias Currents with Thermocouple Inputs

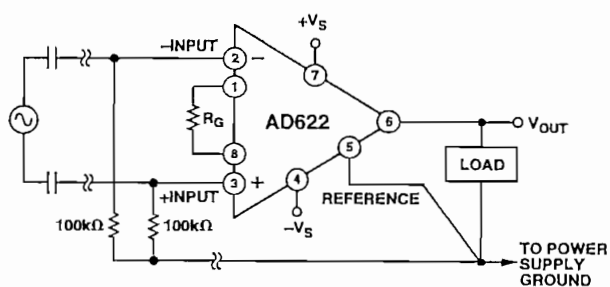
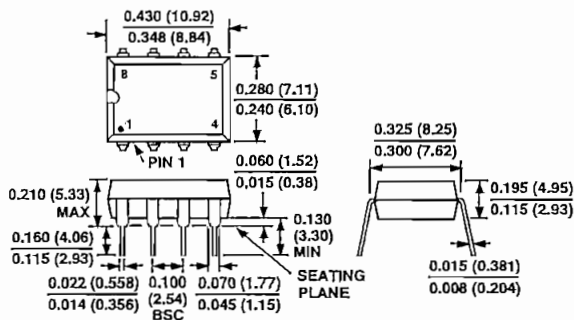


Figure 17c. Ground Returns for Bias Currents with AC Coupled Inputs

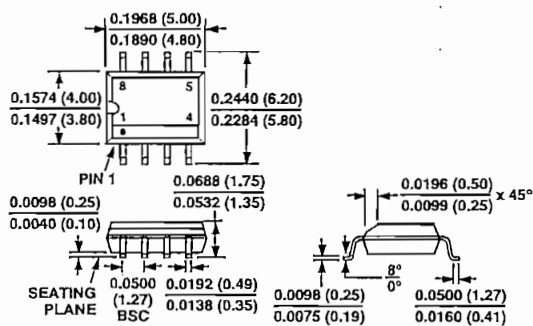
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

Plastic DIP (N-8) Package



SOIC (SO-8) Package



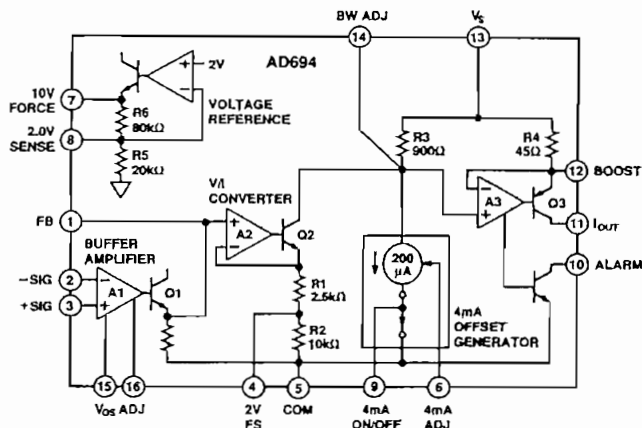
ANEXO C

.....

FEATURES

- 4–20 mA, 0–20 mA Output Ranges
- Precalibrated Input Ranges:
 - 0 V to 2 V, 0 V to 10 V
- Precision Voltage Reference
 - Programmable to 2.000 V or 10.000 V
- Single or Dual Supply Operation
- Wide Power Supply Range: +4.5 V to +36 V
- Wide Output Compliance
- Input Buffer Amplifier
- Open-Loop Alarm
- Optional External Pass Transistor to Reduce Self-Heating Errors
- 0.002% typ Nonlinearity

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT DESCRIPTION

The AD694 is a monolithic current transmitter that accepts high level signal inputs to drive a standard 4–20 mA current loop for the control of valves, actuators, and other devices commonly used in process control. The input signal is buffered by an input amplifier that can be used to scale the input signal or buffer the output from a current mode DAC. Precalibrated input spans of 0 V to 2 V and 0 V to 10 V are selected by simple pin strapping; other spans may be programmed with external resistor.

The output stage compliance extends to within 2 V of V_S and its special design allows the output voltage to extend below common in dual supply operation. An alarm warns of an open 4-to-20 mA loop or noncompliance of the output stage.

Active laser trimming of the AD694's thin film resistors results in high levels of accuracy without the need for additional adjustments and calibration. An external pass transistor may be used with the AD694 to off-load power dissipation, extending the temperature range of operation.

The AD694 is the ideal building block for systems requiring noise immune 4–20 mA signal transmission to operate valves, actuators, and other control devices, as well as for the transmission of process parameters such as pressure, temperature, or flow. It is recommended as a replacement for discrete designs in a variety of applications in industrial process control, factory automation, and system monitoring.

The AD694 is available in hermetically sealed, 16-pin cerdip and plastic SOIC, specified over the -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ industrial temperature range, and in a 16-pin plastic DIP, specified over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

*Protected by U.S. Patents: 30,586; 4,250,445; 4,857,862.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD694 is a complete voltage in to 4–20 mA out current transmitter.
2. Pin programmable input ranges are pre-calibrated at 0 V to 2 V and 0 V to 10 V.
3. The input amplifier may be configured to buffer and scale the input voltage, or to serve as an output amplifier for current output DACs.
4. The output voltage compliance extends to within 2 V of the positive supply and below common. When operated with a 5 V supply, the output voltage compliance extends 30 V below common.
5. The AD694 interfaces directly to 8-, 10-, and 12-bit single supply CMOS and bipolar DACs.
6. The 4 mA zero current may be switched on and off with a TTL control pin, allowing 0–20 mA operation.
7. An open collector alarm warns of loop failure due to open wires or noncompliance of the output stage.
8. A monitored output is provided to drive an external pass transistor. The feature off-loads power dissipation to extend the temperature range of operation and minimize self-heating error.

REV. A

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 which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

AD694—SPECIFICATIONS

(@ +25°C, $R_L = 250 \Omega$ and $V_S = +24 \text{ V}$, unless otherwise noted)

Model	AD694JN/AQ/AR			AD694BQ/BR			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT CHARACTERISTICS							
Input Voltage Range	-0.2	$V_S - 2.0 \text{ V}$	$V_S - 2.5 \text{ V}$	-0.2	$V_S - 2.0 \text{ V}$	$V_S - 2.5 \text{ V}$	V
Input Bias Current							
Either Input, T_{MIN} to T_{MAX}		1.5	5		1.5	5	nA
Offset Current, T_{MIN} to T_{MAX}		± 0.1	± 1		± 0.1	± 1	nA
Offset Current Drift		± 1.0	± 5.0		± 1.0	± 5.0	pA/°C
Input Impedance	5			5			M Ω
OUTPUT CHARACTERISTICS							
Operating Current Range	0		23	0		23	mA
Specified Performance	4		20	4		20	mA
Output Voltage Compliance	$V_S - 36 \text{ V}$		$V_S - 2 \text{ V}$	$V_S - 36 \text{ V}$		$V_S - 2 \text{ V}$	V
Output Impedance, 4–20 mA	40.0	50.0		40.0	50.0		M Ω
Current Limit (@ $2 \times \text{FS}$ Overdrive)	24		44	24		44	mA
Slew Rate		1.3			1.3		mA/ μs
SPAN AND ZERO ACCURACY¹							
4 mA Offset Error @ 0 V Input ²							
Error from 4.000 mA, 4 mA On	0	± 10	± 20	0	± 5	± 10	μA
Error from 0.000 mA, 4 mA Off		± 10	± 20		± 5	± 10	μA
T_{MIN} to T_{MAX}		± 10	± 40		± 5	± 20	μA
vs. Supply (2 V Span/10 V Span)		0.3/0.05	0.8/0.4		0.3/0.05	0.8/0.4	$\mu\text{A}/\text{V}$
Trim Range, 4 mA Zero	2.0		4.8	2.0		4.8	mA
Span							
Nominal Transfer Function							
Input FS = 2 V		8.0			8.0		mA/V
Input FS = 10 V		1.6			1.6		mA/V
Transfer Function Error from Nom,							
Input FS = 2 V, 10 V		± 0.1	± 0.3		± 0.05	± 0.15	% of Span
T_{MIN} to T_{MAX}		± 0.002	± 0.005		± 0.001	± 0.0025	% of Span/°C
vs. Supply		± 0.001	± 0.005		± 0.001	± 0.005	% of Span/V
Nonlinearity ³		± 0.005	± 0.015		± 0.001	± 0.005	% of Span
4 mA On: Max Pin 9 Voltage			0.8			0.8	V
4 mA Off: Min Pin 9 Voltage	3.0	2.5		3.0	2.5		V
VOLTAGE REFERENCE							
Output Voltage: 10 V Reference	9.960	10.000	10.040	9.980	10.000	10.020	V
Output Voltage: 2 V Reference	1.992	2.000	2.008	1.996	2.000	2.004	V
T_{MIN} to T_{MAX} ⁴		30	50		20	30	ppm/°C
vs. Load, $V_{\text{REF}} = 2 \text{ V}$, 10 V		0.15	0.50		0.15	0.50	mV/mA
vs. Supply, $V_{\text{REF}} = 2 \text{ V}$, 10 V		± 0.001	± 0.005		± 0.001	± 0.005	%/V
Output Current							
Source	5			5			mA
Sink		0.2			0.2		mA
ALARM CHARACTERISTICS							
$V_{\text{CB(SAT)}}$ @ 2.5 mA		0.35			0.35		V
Leakage Current			± 1			± 1	μA
Alarm Pin Current (Pin 10)		20			20		mA
POWER REQUIREMENTS							
Specified Performance		24			24		V
Operating Range							
2 V FS, $V_{\text{REF}} = 2 \text{ V}$	4.5		36	4.5		36	V
2 V, 10 V FS, $V_{\text{REF}} = 2 \text{ V}$, 10 V	12.5		36	12.5		36	V
Quiescent Current, 4 mA Off		1.5	2.0		1.5	2.0	mA
TEMPERATURE RANGE							
Specified Performance ⁵ AD694AQ/BQ/AR/BR	-40		+85	-40		+85	°C
AD694JN	0		+70	0		+70	°C
Operating AD694AQ/BQ/AR/BR	-55		+125	-55		+125	°C
AD694JN	-40		+85	-40		+85	°C

Model	AD694JN/AQ/AR			AD694BQ/BR			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
BUFFER AMPLIFIER⁶							
Input Offset Voltage							
Initial Offset		±150	±500		±50	±500	µV
T _{MIN} to T _{MAX}		±2	±3		±2	±3	µV/°C
vs. Supply	80	90		80	90		dB
vs. Common Mode	80	90		80	90		dB
Trim Range	±2.5	±4.0		±2.5	±4.0		mV
Frequency Response							
Unity Gain, Small Signal		300			300		kHz
Input Voltage Noise (0.1 Hz to 10 Hz)		2			2		µV p-p
Open-Loop Gain							
V _O = +10 V, R _L ≥ 10 kΩ		50			50		V/mV
Output Voltage @ Pin 1, FB ¹							
Minimum Output Voltage		1.0	10		1.0	10	mV
Maximum Output Voltage	V _S -2.5 V	V _S -2 V		V _S -2.5 V	V _S -2 V		V

NOTES

¹The single supply op amps of the AD694, lacking pull down current, may not reach 0.000 V at their outputs. For this reason, span, offset, and nonlinearity are specified with the input amplifiers operating in their linear range. The input voltage used for the tests is 5 mV to 2 V and 5 mV to 10 V for the two precalibrated input ranges. Span and zero accuracy are tested with the buffer amplifier configured as a follower.

²Offset at 4 mA out and 0 mA out are extrapolated to 0.000 V input from measurements made at 5 mV and at full scale. See Note 1.

³Nonlinearity is specified as the maximum deviation of the output, as a % of span, from a straight line drawn through the endpoints of the transfer function.

⁴Voltage reference drift guaranteed by the Box Method. The voltage reference output over temperature will fall inside of a box whose length is determined by the temperature range and whose height is determined by the maximum temperature coefficient multiplied by the temperature span in degrees C.

⁵Devices tested at these temperatures with a pass transistor. Allowable temperature range of operation is dependent upon internal power dissipation. Absolute maximum junction and case temperature should not be exceeded. See section: "Power Dissipation Considerations."

⁶Buffer amplifier specs for reference. Buffer amplifier offset and drift already included in Span and Zero accuracy specs above.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	+36 V
V _S to I _{OUT}	+36 V
Input Voltage, (Either Input Pin 2 or 3)	-0.3 V to +36 V
Reference Short Circuit to Common	Indefinite
Alarm Voltage, Pin 10	+36 V
4 mA Adj, Pin 6	+1 V
4 mA On/Off, Pin 9	0 V to 36 V
Storage Temperature Range	
AD694Q	-65°C to +150°C
AD694N, R	-65°C to +125°C
Lead Temperature, 10 sec Soldering	+300°C
Maximum Junction Temperature	+150°C
Maximum Case Temperature	
Plastic Package (N, R)	+125°C
Cerdip Package (Q)	+125°C

Transistor Count:75 Active Devices

Substrate Connection:to Com, Pin 5

Thermal Characteristics:

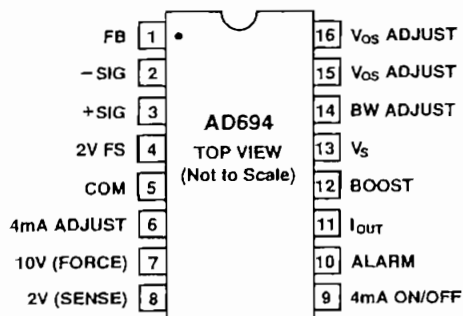
Plastic (N) Package:	θ _{JC} = 50°C/Watt
	θ _{CA} (Still Air) = 85°C/Watt
Cerdip (Q) Package:	θ _{JC} = 30°C/Watt
	θ _{CA} (Still Air) = 70°C/Watt
Plastic (R) Package:	θ _{JC} = 27°C/Watt
	θ _{CA} (Still Air) = 73°C/Watt

ESD Susceptibility

All pins are rated for a minimum of 4000 V protection, except for Pins 2, 3 and 9 which are rated to survive a minimum of 1500 V. ESD testing conforms to Human Body Model. Always practice ESD prevention.

No pin, other than I_{OUT} (11) and ±Sig (2), (3) as noted, may be permitted to become more negative than Com (5). No pin may be permitted to become more positive than V_S (13).

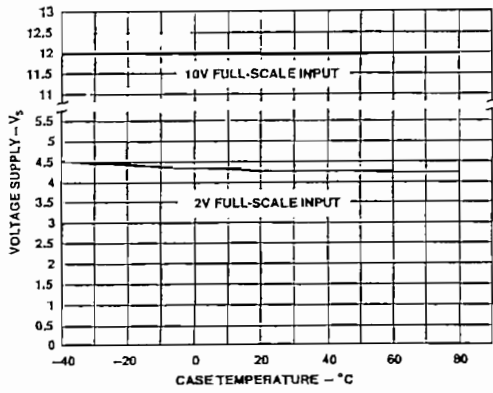
PIN CONFIGURATION (N, R, Q PACKAGE)



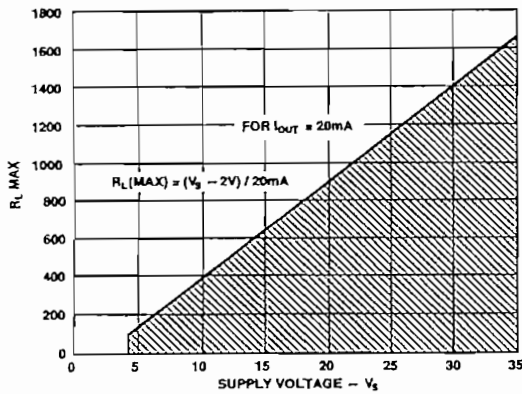
ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Option*
AD694JN	0°C to +70°C	N-16
AD694AQ	-40°C to +85°C	Q-16
AD694AR	-40°C to +85°C	R-16
AD694BQ	-40°C to +85°C	Q-16
AD694BR	-40°C to +85°C	R-16

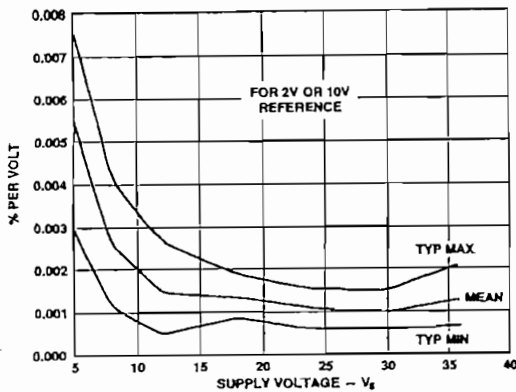
*N = Plastic DIP; Q = Cerdip, R = SOIC.



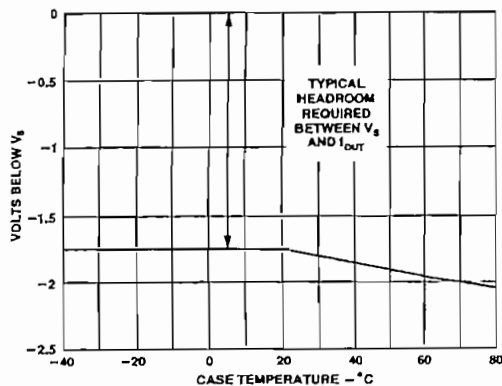
Typical Minimum Supply Voltage vs. Temperature for 2 V 10 V Full Scale



Maximum R_L vs. Supply Voltage



Voltage Reference Power Supply Rejection



I_{OUT} Voltage Compliance vs. Temperature

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The operation of the AD694 can best be understood by dividing the circuit into three functional parts (see Figure 1). First, a single supply input amplifier buffers the high level, single-ended input signal. The buffer amplifier drives the second section, a voltage to current (V/I) converter, that makes a 0 to 16 mA signal dependent current.

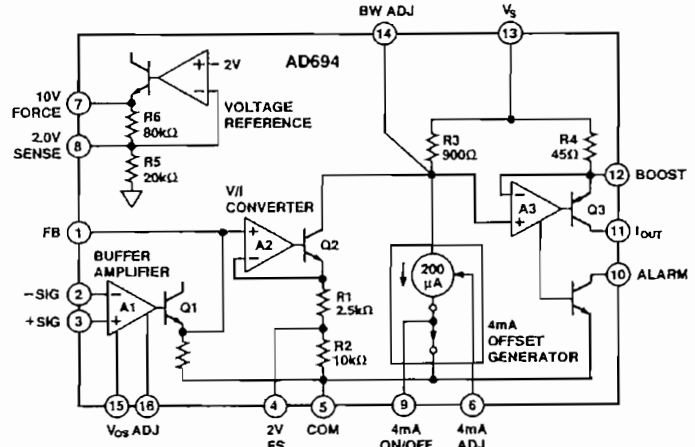


Figure 1. Functional Block Diagram

The third section, a voltage reference and offset generator, is responsible for providing the 4 mA offset current signal.

BUFFER AMPLIFIER

The buffer amplifier is a single supply amplifier that may be used as a unity gain buffer, an output amplifier for a current output D/A converter, or as a gain block to amplify low level signals. The amplifier's PNP input stage has a common-mode range that extends from a few hundred mV below ground to within 2.5 V of V_s . The Class A output of the amplifier appears at Pin 1 (FB). The output range extends from about 1 mV above common to within 2.5 V of V_s when the amplifier is operated as a follower. The amplifier can source a maximum load of 5 k Ω , but can sink only as much as its internal 10 k Ω pulldown resistor allows.

V/I CONVERTER

The ground referenced, input signal from the buffer amplifier is converted to a 0 to 0.8 mA current by A2 and level shifted to the positive supply. A current mirror then multiplies this signal by a factor of 20 to make the signal current of 0 to 16 mA. This technique allows the output stage to drive a load to within 2 V of the positive supply (V_s). Amplifier A2 forces the voltage at Pin 1 across resistors R1 and R2 by driving the Darlington transistor, Q2. The high gain Darlington transmits the resistor current to its collector and to R3 (900 Ω). A3 forces the level shifted signal across the 45 Ω resistor to get a current gain of 20. The transfer function of the V/I stage is therefore:

$$I_{OUT} = \left(20 \times V_{(PIN1)} \right) / (R1 + R2)$$

resulting in a 0-16 mA output swing for a 0-10 V input. Tying Pin 4 (2 V FS) to ground shorts out R2 and results in a 2 V full-scale input for a 16 mA output span.

The output stage of the V/I converter is of a unique design that allows the I_{OUT} pin to drive a load below the common (substrate) potential of the device. The output transistor can always

Table I. Precalibrated Ranges for the AD694

Input Range	Output Range	Voltage Reference	Min V_S	Pin 9	Pin 4	Pin 8
0-2 V	4-20 mA	2 V	4.5 V	Pin 5	Pin 5	Pin 7
0-10 V	4-20 mA	2 V	12.5 V	Pin 5	Open	Pin 7
0-2.5 V	0-20 mA	2 V	5.0 V	≥ 3 V	Pin 5	Pin 7
0-12.5 V	0-20 mA	2 V	15.0 V	≥ 3 V	Open	Pin 7
0-2 V	4-20 mA	10 V	12.5 V	Pin 5	Pin 5	Open
0-10 V	4-20 mA	10 V	12.5 V	Pin 5	Open	Open
0-2.5 V	0-20 mA	10 V	12.5 V	≥ 3 V	Pin 5	Open
0-12.5 V	0-20 mA	10 V	15.0 V	≥ 3 V	Open	Open

drive a load to a point 36 V below the positive supply (V_S). An optional NPN pass transistor can be added to transfer most of the power dissipation off-chip, to extend the temperature range of operation.

The output stage is current-limited at approximately 38 mA to protect the output from an overdrive at its inputs. The V/I will allow linear operation to approximately 24 mA. The V/I converter also has an open collector alarm (Pin 10) which warns of open-circuit condition at the I_{OUT} pin or of attempts to drive the output to a voltage greater than $V_S - 2$ V.

4 mA OFFSET GENERATOR

This circuit converts a constant voltage from the voltage reference to a constant current of approximately 200 μ A. This current is summed with the signal current at Pin 14 (BW Adjust), to result in a constant 4 mA offset current at I_{OUT} . The 4 mA Adj (Pin 6) allows the offset current to be adjusted to any current in the range of 2 mA to 4.8 mA. Pin 9 (4 mA On/Off) can shut off the offset current completely if it is lifted to 3.0 V or more, allowing 0 to 20 mA operation of the AD694. In normal 4-20 mA operation, Pin 9 is connected to ground.

VOLTAGE REFERENCE

A 2 V or 10 V voltage reference is available for user applications, selectable by pin-strapping. The 10 V option is available for supply voltages greater than 12.5 V, the 2 V output is available over the whole 4.5 V - 36 V power supply range. The reference can source up to 5 mA for user applications. A boost transistor can be added to increase the current drive capability of the 2 V mode.

APPLYING THE AD694

The AD694 can easily be connected for either dual or single supply operation, to operate from supplies as low as 4.5 V and as high as 36 V. The following sections describe the different connection configurations, as well as adjustment methods. Table I shows possible connection options.

BASIC CONNECTIONS: 12.5 V SINGLE SUPPLY OPERATION WITH 10 V FS

Figure 2 shows the minimal connections required for basic operation with a +12.5 V power supply, 10 V input span, 4-20 mA output span, and a 10 V voltage reference. The buffer amplifier is connected as a voltage follower to drive the V/I converter by connecting FB (Pin 1) to -Sig (Pin 2). 4 mA On/Off (Pin 9) is tied to ground (Pin 5) to enable the 4 mA offset current. The AD694 can drive a maximum load $R_L = [V_S - 2 \text{ V}] / 20 \text{ mA}$, thus the maximum load with a 12.5 V supply is 525 Ω .

SELECTING A 2 V FULL-SCALE INPUT

The 2 V full-scale option is selected by shorting Pin 4 (2 V FS) to Pin 5 (Common). The connection should be as short as possible; any parasitic resistance will affect the precalibrated span accuracy.

SELECTING THE 2 V VOLTAGE REFERENCE

The voltage reference is set to a 2 V output by shorting Pin 7 to Pin 8 (10 V Force to 2 V Sense). If desired, the 2 V reference can be set up for remote force and sense connection. Keep in mind that the 2 V Sense line carries a constant current of 100 μ A that could cause an offset error over long wire runs. The 2 V reference option can be used with all supply voltages greater than 4.5 V.

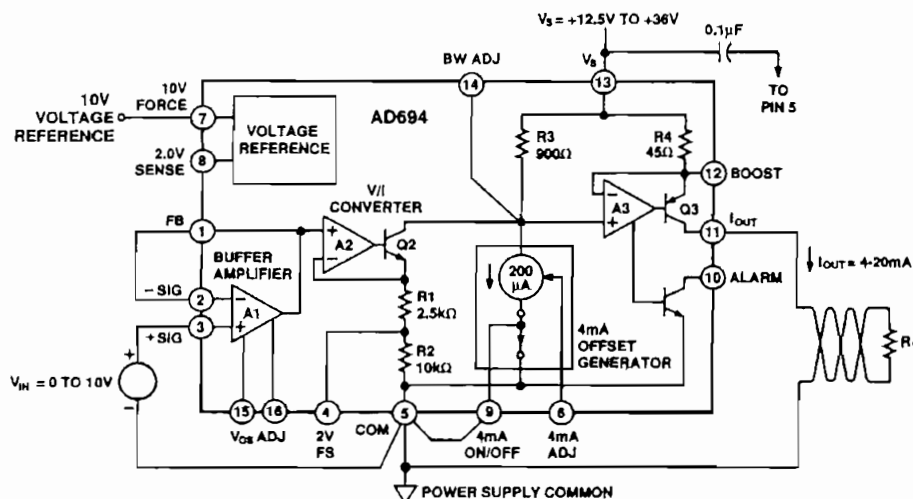


Figure 2. Minimal Connections for 0-10 V Single-Ended Input, 4-20 mA Output, 10 V Reference Output

NPN boost transistor can be added in the 2 V mode to increase the current drive capability of the 2 V reference. The 2 V force pin is connected to the base of the NPN, and the NPN emitter is connected to the 2 V sense pin. The minimum current of the part increases by approximately 0.7 V.

2 V SINGLE SUPPLY OPERATION

For operation with a +4.5 V power supply, the input span and the voltage reference output must be reduced to give the amplifier its required 2.5 V of head room for operation. This is done by adjusting the AD694 for 2 V full-scale input, and a voltage reference output of 2 V as described above.

GENERAL DESIGN GUIDELINES

A 0.1 μF decoupling capacitor is recommended in all applications from V_S (Pin 13) to Com (Pin 5). Additional components may be required if the output load is nonresistive, see section on driving nonresistive loads. The buffer amplifier PNP inputs should not be brought more than -0.3 V of common, or they will begin to source large amounts of current. Input protection diodes must be added to the inputs if there is a danger of this occurring. The output of the buffer amplifier, Pin 1 (FB), is not short circuit protected. Shorting this pin to ground or V_S with a signal present on the amplifier may damage it. Input signals should not drive Pin 1 (FB) directly; always use the buffer amplifier to buffer input signals.

DRIVING NONRESISTIVE LOADS

The AD694 is designed to be stable when driving resistive loads. Adding a 0.01 μF capacitor from I_{OUT} (Pin 11) to Com (Pin 5), as shown in Figure 3, insures the stability of the AD694 when driving inductive or poorly defined loads. This capacitor is recommended when there is any uncertainty as to the characteristics of the load.

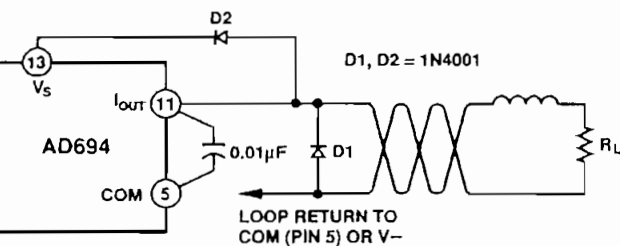


Figure 3. Capacitor Utilized When Driving Nonresistive Loads; Protection Diodes Used When Driving Inductive Loads

Additional protection is recommended when driving inductive loads. Figure 3 shows two protective diodes, D1 and D2, added to protect against voltage spikes that may extend above V_S or below common that could damage the AD694. These diodes could be used in addition to the 0.01 μF capacitor. When the external NPN transistor is used, the capacitor and diodes should connect to the NPN emitter instead of Pin 11.

0-20 mA OPERATION

A 0-20 mA output range is available with the AD694 by removing the 4 mA offset current with the 4 mA On/Off pin. In normal 4-20 mA operation 4 mA On/Off (Pin 9) is tied to ground, enabling the 4 mA offset current. Tying Pin 9 to a potential of 3 V or greater turns off the 4 mA offset current; connecting Pin 9 to the 10 V reference, the positive supply, or a TTL control pin, is a convenient way to do this. In 0-20 mA mode the input span is increased by 20%, thus the precalibrated input spans of 2 V and 10 V become 2.5 V and 12.5 V. Minimum supply voltages for the two spans increase to 5 V and 15 V.

The 4 mA On/Off pin may also be used as a "jiggle pin" to unstick valves or actuators, or as a way to shut off a 4-20 mA loop entirely. Note that the pin only removes the 4 mA offset and not the signal current.

DUAL SUPPLY OPERATION

Figure 4 shows the AD694 operated in dual supply mode. (Note that the pass transistor is shown for illustration and is not required for dual supply operation.) The device is powered completely by the positive supply which may be as low as 4.5 V. The unique design of the output stage allows the I_{OUT} pin to extend below common to a negative supply. The output stage can source a current to a point 36 V below the positive supply. For example, when operated with a +12.5 V supply, the AD694 can source a current to a point as low as 23.5 V below common. This feature can simplify the interface to dual supply D/A converters by eliminating grounding and level-shifting problems while increasing the load that the transmitter is able to drive. Note that the I_{OUT} pin is the only pin that should be allowed to extend lower than -0.3 V of common.

OPERATION WITH A PASS TRANSISTOR

The AD694 can operate as a stand-alone 4-20 mA converter with no additional active components. However, provisions have been made to connect I_{OUT} to the base of an external NPN pass transistor as shown in Figure 4. This permits a majority of the power dissipation to be moved off-chip to enhance performance and extend the temperature range of operation. Note that the positive output voltage compliance is reduced by approximately 0.7 V, the V_{BE} of the pass device. A 50 Ω resistor should be added in series with the pass transistor collector, when the AD694 is operated with dual supplies, as shown in Figure 4. This will not reduce the voltage compliance of the output stage.

The external pass transistor selected should have a BV_{CBO} greater than the intended supply voltage with a sufficient power rating for continuous operation with 25 mA current at the supply voltage. f_t should be in the 10 MHz to 100 MHz range and β should be greater than 10 at a 20 mA emitter current. Heat sinking the external pass transistor is suggested.

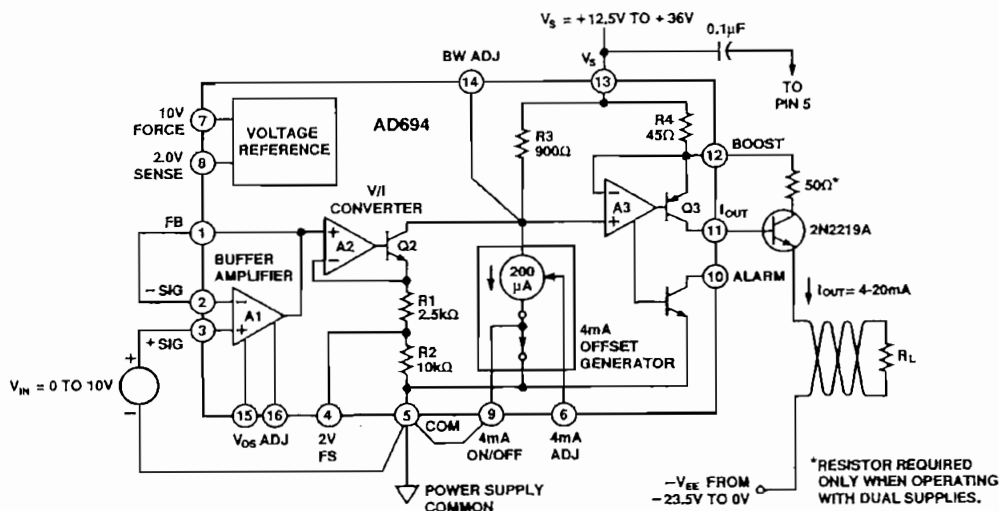


Figure 4. Using Optional Pass Transistor to Minimize Self-Heating Errors; Dual Supply Operation Shown

POWER DISSIPATION CONSIDERATIONS

The AD694 is rated for operation over its specified temperature without the use of an external pass transistor. However, it is possible to exceed the absolute maximum power dissipation, with some combinations of power supply voltage and voltage reference load. The internal dissipation of the part can be calculated to determine if there is a chance that the absolute maximum dissipation may be exceeded. The die temperature must never exceed 150°C.

Total power dissipation (P_{TOT}), is the sum of power dissipated by the internal amplifiers, P (Standing), the voltage reference, $P(V_{REF})$ and the current output stage, $P(I_{OUT})$ as follows:

$$P_{TOT} = P(\text{Standing}) + P(V_{REF}) + P(I_{OUT})$$

where:

$$P(\text{Standing}) = 2 \text{ mA (max)} \times V_S$$

$$P(V_{REF}) = (V_S - V_{REF}) \times I_{VREF}$$

$$P(I_{OUT}) = (V_S - V_{OUT}) \times I_{OUT}(\text{max})$$

$I_{OUT}(\text{max})$ may be the max expected operating current, or the overdriven current of the device.

$P(I_{OUT})$ drops to (2 Volts \times I_{OUT}) if a pass transistor is used.

Definitions:

V_{REF} = output voltage of reference

I_{VREF} = output current of reference

V_S = supply voltage

V_{OUT} = voltage at I_{OUT} pin.

An appropriate safety factor should be added to P_{TOT} .

The junction temperature may be calculated with the following formula:

$$T_j = P_{TOT} (\theta_{JC} + \theta_{CA}) + T_{AMBIENT}$$

θ_{JC} is the thermal resistance between the chip and the package (case), θ_{CA} is the thermal resistance between the case and its surroundings and is determined by the characteristics of the thermal connection of the case to ambient.

For example, assume that the part is operating with a V_S of 24 V in the cerdip package at 50°C, with a 1 mA load on the 10 V reference. Assume that I_{OUT} is grounded and that the max I_{OUT} would be 20 mA. The internal dissipation would be:

$$\begin{aligned} P_{TOT} &= 2 \text{ mA} \times 24 \text{ V} + (24 \text{ V} - 10 \text{ V}) \times 1 \text{ mA} + (24 \text{ V} - 0 \text{ V}) \times 20 \text{ mA} \\ &= 48 \text{ mW} + 14 \text{ mW} + 480 \text{ mW} = 542 \text{ mW} \end{aligned}$$

Using θ_{JC} of 30°C/Watt and θ_{CA} of 70°C/Watt, (from spec page) the junction temperature is:

$$T_j = 542 \text{ mW} (30^\circ\text{C/W} + 70^\circ\text{C/W}) + 50^\circ\text{C} = 104.2^\circ\text{C}$$

The junction temperature is in the safe region.

Internal power dissipation can be reduced either by reducing the value of θ_{CA} through the use of air flow or heat sinks, or by reducing P_{TOT} of the AD694 through the use of an external pass transistor. Figure 5 shows the maximum case and still air temperatures for a given level of power dissipation.

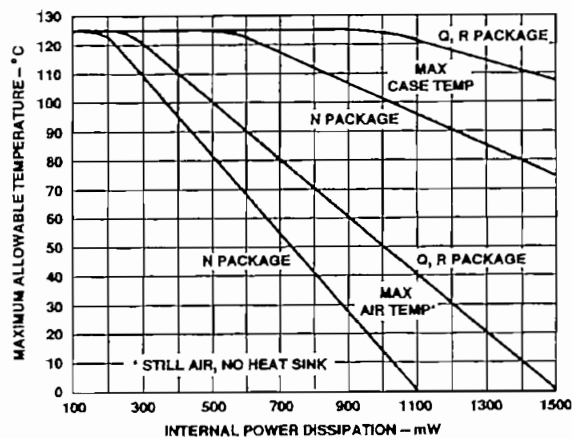


Figure 5. Internal Power Dissipation in mW

ADJUSTMENT PROCEDURES

The following sections describe methods for trimming the output current offset, the span and the voltage reference.

ADJUSTING 4 mA ZERO

The 4 mA zero current may be adjusted over the range of 2 mA to 4.8 mA to accommodate large input signal offsets, or to allow small adjustment in the zero current. The zero may be adjusted by pulling up or down on Pin 6 (4 mA Adj) to increase or decrease the nominal offset current. The 4 mA Adj. (Pin 6) should not be driven to a voltage greater than 1 V. The arrangement of

Figure 6 will give an approximately linear adjustment of the 4 mA offset within fixed limits. To find the proper resistor value, first select X, the desired range of adjustment as a fraction of the 4 mA. Substitute this value in the appropriate formula below along with the chosen reference output voltage ($V_{REF} = 2\text{ V}$ or 10 V usually), to determine the resistor values required.

$$R_T = 180\ \Omega (1/X - 4.5)$$

$$R_S = 500\ \Omega [(V_{REF} / 1.22\text{ V}) - 0.18 - 0.82X] / [1/X - 4.5]$$

These formulae take into account the $\pm 10\%$ internal resistor tolerance and ensure a minimum adjustment range for the 4 mA offset. For example, assume the 2 V reference option has been selected. Choosing $X = 0.05$; gives an adjustment range of $\pm 5\%$ of the 4 mA offset.

$$R_T = 180\ \Omega (1/0.05 - 4.5) = 2.79\text{ k}\Omega$$

$$R_S = 500\ \Omega [(2\text{ V} / 1.22) - 0.18 - 0.82 \times 0.05] / [1/0.05 - 4.5]$$

$$R_S = 10.99\text{ k}\Omega$$

These values can be rounded down to more convenient values of 2.7 k Ω and 9.76 k Ω . In general, if the value of R_P is rounded down slightly, the value of R_T should be rounded down proportionately and vice versa. This helps to keep the adjustment range symmetrical.

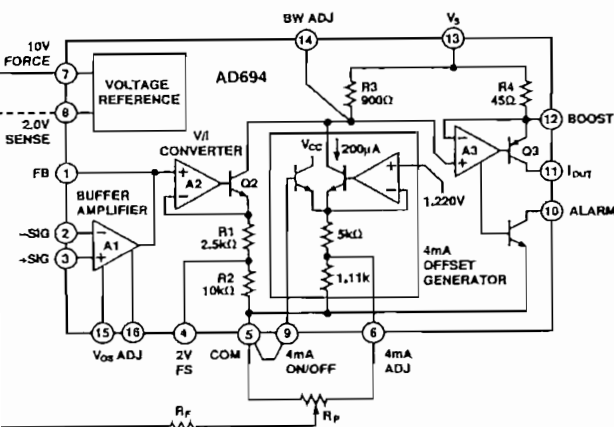


Figure 6. Optional 4 mA Zero Adjustment

ADJUSTING SPAN FOR 10 V FS

When the AD694 is configured with a 10 V input full-scale the span may be adjusted using the network shown in Figure 7. This scheme allows an approximately linear adjustment of the span above or below the nominal value. The span adjustment does not interact with the 4 mA offset. To select R_S and R_T , choose

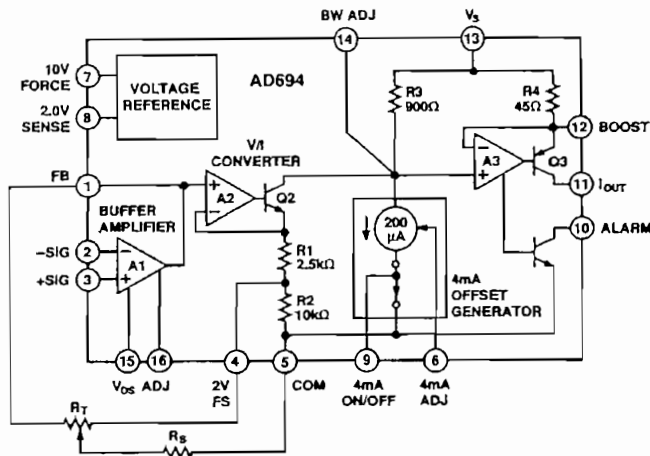


Figure 7. Span Adjustment, 10 V Full Scale

X, the desired adjustment range as a fraction of the span. Substitute this value in the appropriate formula below.

$$R_T = 1.8\text{ k}\Omega ((1 - X) / X)$$

$$R_S = 9\text{ k}\Omega [1 - 0.2(1 + X)(1 - X)] / 2X$$

These formulae take into account the $\pm 10\%$ absolute resistor tolerance of the internal span resistors and ensures a minimum adjustment range of the span. For example, choosing the adjustment range to be $\pm 2\%$, or 0.02 gives:

$$R_T = 1.8\text{ k}\Omega ((1 - 0.02) / 0.02) = 88.2\text{ k}\Omega$$

$$R_S = 9\text{ k}\Omega [1 - 0.2(1 + 0.02)(1 - 0.02)] / (2 \times 0.02) = 175.5\text{ k}\Omega$$

These values can be rounded up to the more convenient values of 100 k Ω and 198 k Ω . In general, if R_T is rounded up, then the value of R_S should be rounded up proportionally and vice versa.

ADJUSTING SPAN FOR 2 V FS

The precalibrated 2 V full-scale range requires a different adjustment scheme due to the single supply nature of the AD694. Figure 8 shows an adjustment scheme that allows an approximately linear adjustment of the 2 V span plus or minus the nominal value. The span adjustment does not affect the value of the 4 mA offset current.

To find the proper resistor values first select X, the desired range of adjustment as a fraction of the output span. Substitute this value into the following formulae:

$$R_A = 2 \times X \times R_B \text{ where } R_B \text{ is greater than } 5\text{ K}$$

$$R_C = (2.75\text{ k}\Omega \times X) / (1 - 0.275X)$$

These formulae take into account the $\pm 10\%$ absolute tolerance of the internal span resistors and ensure a minimum adjustment range.

For example, choosing the adjustment range to be $\pm 320\ \mu\text{A}$ of FS or, $\pm 2\%$, let $X = 0.02$. Thus:

$$\text{Setting } R_B = 10\text{ K, then } R_A = 2(0.02) \times 10\text{ k}\Omega = 400\ \Omega$$

$$R_C = (2.75\text{ k}\Omega \times 0.02) / (1 - 0.275 \times (0.02)) = 55.3\ \Omega$$

The value of R_C can be rounded to the more convenient values of 49.9 Ω . In general, if R_A is rounded up, then R_C should be rounded up proportionally and vice versa; rounding up will increase the range of adjustment.

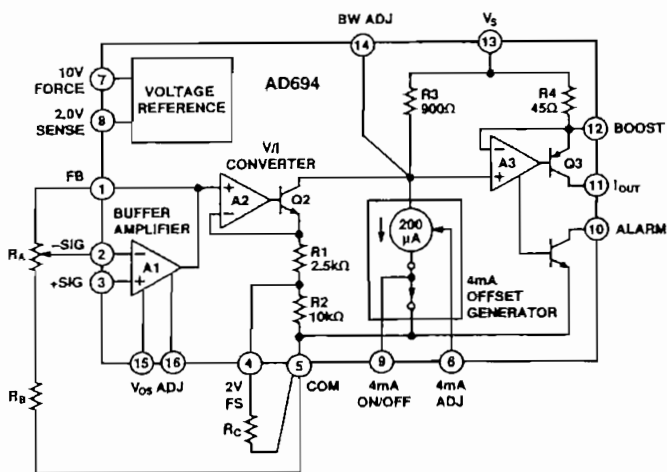


Figure 8. Span Adjustment, 2 V Full Scale

PROGRAMMING OTHER SPANS

There are two methods for programming input spans less than 10 V. The first decreases the input span by programming a non-inverting gain into the buffer amplifier. For example, to achieve an input span of 0–5 V, the AD694 is set in its 10 V full-scale mode and the buffer amplifier is configured with a noninverting gain of 2 by adding 2 resistors. Now a 5 V signal at +Sig results in a 10 V full-scale signal at FB (Pin 1), the input to the V/I. This method requires that the V/I be programmed to a 10 V full scale for input spans between 2 V to 10 V. It should be programmed to a 2 V full scale if input spans of less than 2 V are required. This adjustment scheme makes the accuracy of the span adjustment dependent upon the ratio accuracy of the required gain resistors. Thus, it is possible to accurately configure spans other than 2 V or 10 V without using trimming potentiometers, given that the resistor ratios are sufficiently accurate. A supply voltage of 12.5 V is required for spans between 2 V and 10 V. Spans below 2 V require a V_S of 4.5 V or greater.

A second method, allows other spans of less than 10 V to be programmed when supply voltage is less than 12.5 V. Since the AD694 amplifiers require 2.5 V of headroom for operation, a 5 V full-scale input is possible with a 7.5 V supply. This is achieved by placing a resistor, in parallel with R2, (2 V FS (Pin 4) to Com (Pin 5)), to adjust the transconductance of the V/I converter without a headroom penalty. A disadvantage of this method is that the external resistor must match the internal resistor in a precise manner, thus a span trim will be required. The value should be chosen to allow for the $\pm 10\%$ uncertainty in the absolute value of the internal resistor R2.

ADJUSTING REFERENCE OUTPUT

Figure 9 shows one method of making small adjustments to the 10 V reference output. This circuit allows a linear adjustment range of ± 200 mV. The 2 V reference may also be adjusted but only in the positive direction.

Other reference voltages can be programmed by adding external resistors. For example, a resistor placed in parallel with R5 can be added to boost the reference output as high as 20 V. Conversely, a resistor in parallel with R6 can be used to set the reference voltage to a value between 2 V and 10 V. The output voltage $V_{REF} = 2 \text{ V} (R_6 + R_5) / R_5$. In choosing external

adjustment resistors remember that the internal resistors, while ratio matched to a high degree of accuracy, have an absolute resistor tolerance of only $\pm 10\%$. Be prepared to compensate for this if a precise voltage other than the precalibrated values of 2 V or 10 V is required.

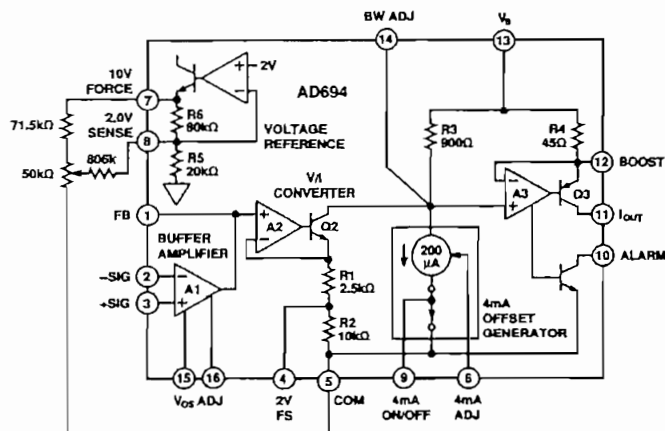


Figure 9. 10 V Reference Output Adjustment

BANDWIDTH CONTROL

The bandwidth of the AD694 can be limited to provide noise filtering. This is achieved by connecting an external capacitor from BW ADJ (Pin 14) to V_S (Pin 13) as shown in Figure 10. To program the bandwidth, substitute the desired bandwidth in Hz, into the formula below to determine the required capacitor.

$$C = 1 \text{ farad Hz } \Omega / (2 \pi 900 \Omega BW)$$

The bandwidth chosen will vary $\pm 10\%$ due to internal resistor tolerance, plus an additional amount due to capacitor tolerance.

This method of bandwidth control is not recommended as a way to filter large high frequency transients in the input signal. It is recommended that frequencies greater than the BW of the buffer amplifier be eliminated with an input filter to avoid rectification of noise by the input amplifiers.

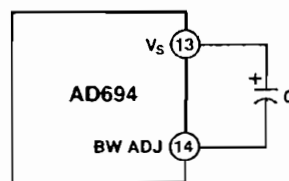


Figure 10. Noise Filtering with an External Capacitor

BUFFER AMPLIFIER OFFSET ADJUST

The buffer amplifier input voltage offset has been laser trimmed to a high degree of accuracy; however, there may be occasions when an offset trim is desired. Figure 11 shows the adjustment method; a trim range of greater than ± 2.5 mV is available with this scheme. It is not recommended that this adjustment method be used to affect the 4 mA offset current as the trim will induce offset drift into the buffer amplifier. The buffer amplifier will drift approximately $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ for each 300 μV of induced offset. To adjust the 4 mA offset current refer to the section "ADJUSTING ZERO."

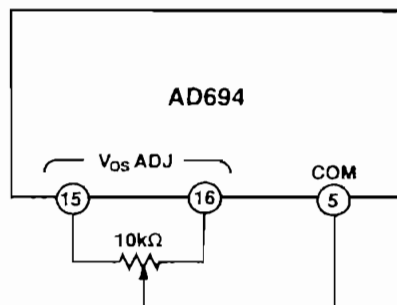


Figure 11. Buffer Amplifier V_{0s} Adjustment

ALARM CIRCUIT

The AD694 has an alarm circuit which warns of open circuit conditions at I_{OUT} (Pin 11), or of attempts to drive the voltage at I_{OUT} higher than $V_S - 2$ V. The alarm transistor will pull down if an out of control condition is sensed. The alarm current is limited to about 20 mA.

Figure 12 shows a typical application. In a digital/analog system the alarm can provide a TTL signal to a controller. The collector of the alarm transistor is tied to the system logic supply through a 20 k Ω pull-up resistor. The alarm is off in normal operation and the voltage at the alarm pin is high. In the event that the wire from I_{OUT} (Pin 11) is opened, or if a large input overdrive forces I_{OUT} too close to V_S , then the alarm pin is driven low. This configuration is compatible with CMOS or TTL logic levels. The alarm transistor can also be used to directly drive an LED or other indicators.

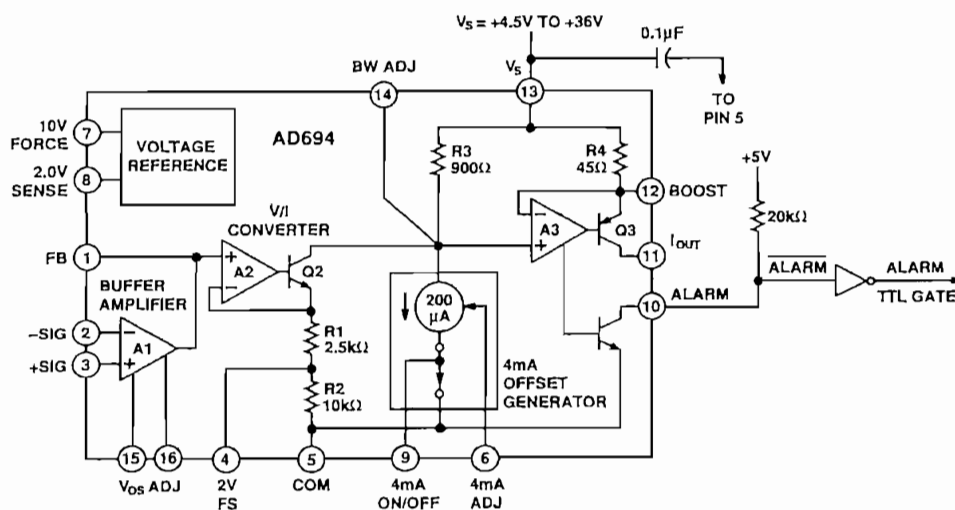


Figure 12. Using the Alarm to Drive a TTL Gate

APPLICATIONS

CURRENT OUTPUT DAC INTERFACE

The AD694 can be easily interfaced to current output DACs such as the AD566A to construct a digital to 4–20 mA interface as shown in Figure 13. The AD694 provides the voltage reference and the buffer amplifier necessary to operate the DAC. Only simple connections are necessary to construct the circuit. The 10 V reference of the AD694 supplies reference input of the AD566. The buffer amplifier converts the full-scale current to 2.0 V utilizing the internal resistors in the DAC; therefore the AD694 is configured for a 10 V full-scale input. A 10 pF capacitor compensates for the 25 pF output capacitance of the DAC. An optional 100 Ω trim resistor, (R_T), allows the full-scale to be trimmed; a 50 Ω resistor may be substituted if a trim is not required; accuracy will be typically ± 1 LSB and the trim does not affect the 4 mA offset. Care should be taken in managing the circuit grounds. Connections from AD694 Pins 9, 3 and AD566 Pins 3 and 7 should be as short as possible and to a single point close to Pin 5 of the AD694. Best practice would have separate connections to the star ground from each pin; this is essential

for the AD566 power ground from Pin 12. The 4–20 mA output (Pin 11) must have a return path to the power ground. The return line from the load may be connected to the power ground, or to the -15 V supply based upon the size of the load to be driven, and on power dissipation considerations.

SINGLE SUPPLY DIGITAL TO 4–20 mA INTERFACE

A 12 bit input to 4–20 mA output interface can be constructed that operates on a single 15 V supply. The DAC is operated in its voltage switching mode; this allows the DAC, when supplied with a voltage reference of less than 2.5 V, to provide an output voltage that is proportional to the digital input code and ranges from 0 V to V_{REF} . The AD694 voltage reference is connected to supply 2 V and the input stage is set to a 2 V full scale; the input buffer amplifier serves to buffer the voltage output from the DAC. Connected in this manner a full-scale DAC input code will result in a 20 mA output and an all 0 code will result in a 4 mA output. The loading on the AD694 voltage reference is

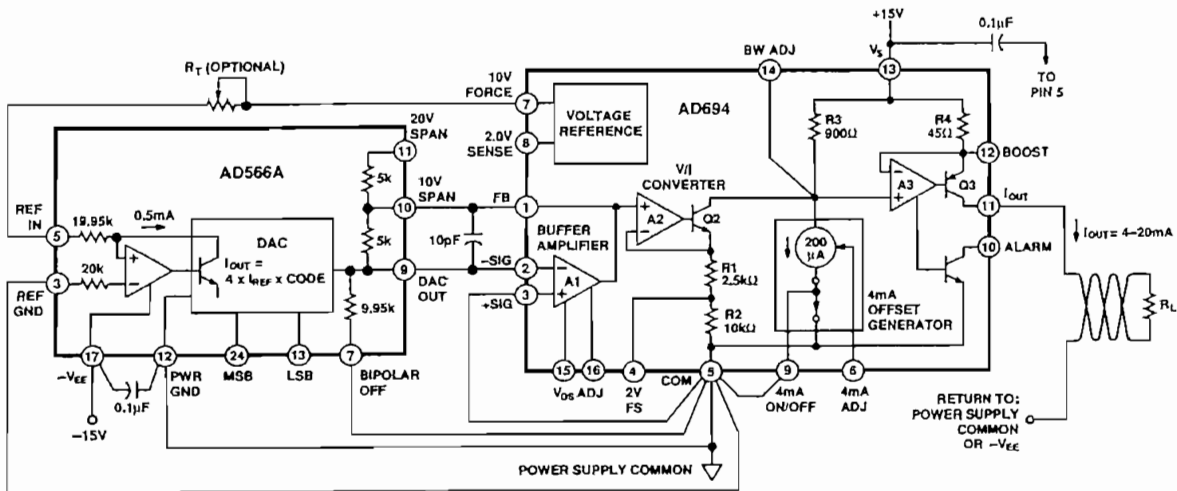


Figure 13. Digital to 4-20 mA Interface Using a Current Steering DAC

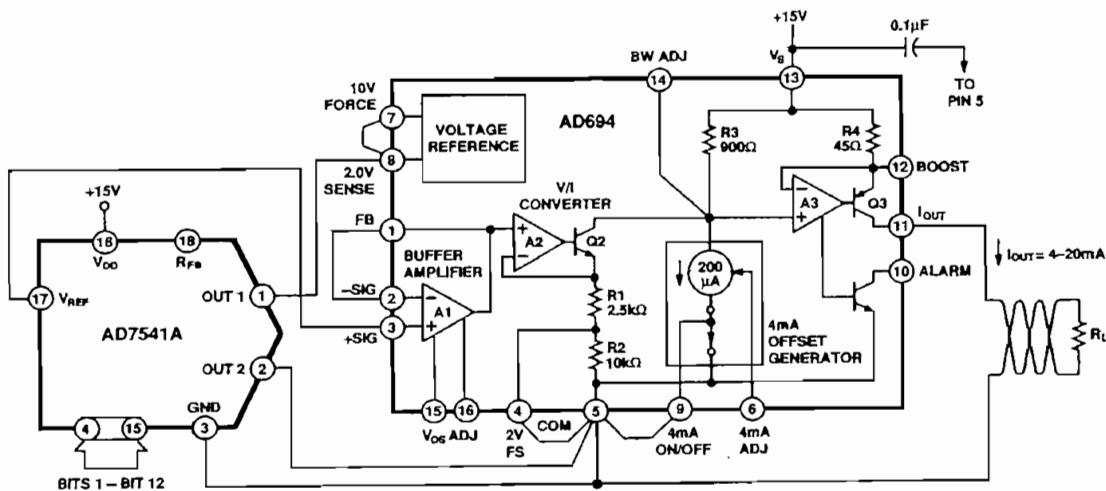


Figure 14. Single Supply Digital Input to 4-20 mA Output

code dependent, and the response time of the circuit will be determined by the reaction of the voltage reference. The supply voltage to the AD7541A should be kept close to 15 V. If V_S is reduced significantly from 15 V the differential nonlinearity of the DAC will increase and the linearity will be degraded.

In some applications it is desirable to have some under-range and overrange in the 4-20 mA output. For example, assume an over and under range capability of $\pm 5\%$ of span is needed, then the output current range corresponding to the full scale of the DAC is 3.2 mA to 20.8 mA. To accomplish this, the span of the AD694 would be increased 10% to 17.6 mA by adding a noninverting gain of 1.1 to the buffer amplifier. The 4 mA offset would then be reduced by 0.8 mA, by utilizing the adjustment scheme explained in "Adjusting 4 mA Zero." Then a digital input from all zero code to full scale would result in an output current of 3.2 mA to 20.8 mA.

LOW COST SENSOR TRANSMITTER

Sensor bridges typically output differential signals in the 10 mV to 100 mV full-scale range. With an AD694, a dual op amp, and some resistors, an instrumentation amplifier front end can be added which easily handles these types of low level signals.

The traditional 3 op amp instrumentation amplifier is built using an AD708, dual op amp for the front end, and the AD694's buffer amplifier is used for the subtractor circuit, as shown in Figure 15. The AD694's 2 V reference is used to provide a "ground" of 2 V that insures proper operation of the in amp over a wide common mode range. The reference pin of the subtractor circuit is tied to the 2 V reference (point C). A 2 k Ω pull-down resistor insures that the voltage reference will be able to sink any subtractor current. The 2 V FS (Pin 4) is attached to the 2 V reference; this offsets the input range of the V/I converter 2 volts positive, to match the "ground" of the in amp.

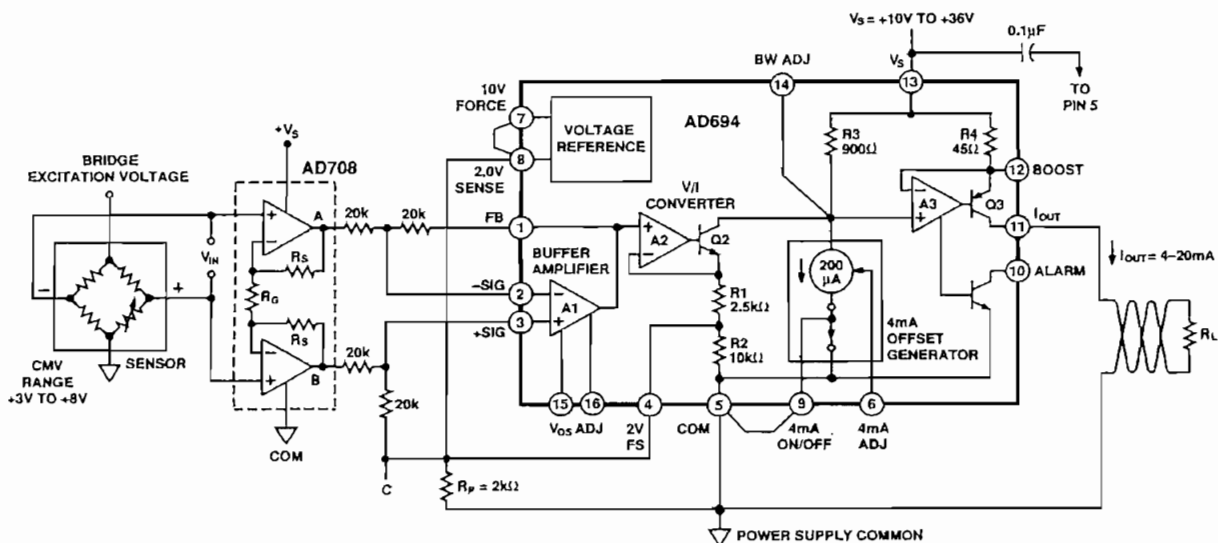


Figure 15. Low Cost Sensor Transmitter

AD694 will now output a 4-20 mA output current for a 0 V differential swing across V_A . The gain of the in amp front is adjusted so that the desired full-scale input signal at V_{IN} fits in a V_A of 2 V. For example a sensor that has a 100 mV scale will require a gain of 20 in the front end. The gain is defined according to the equation:

$$G = [2R_S/R_g] + 1$$

circuit shown, will convert a positive differential signal at to a 4-20 mA current. The circuit has common-mode range V to 8 V. The low end of the common-mode range is limited

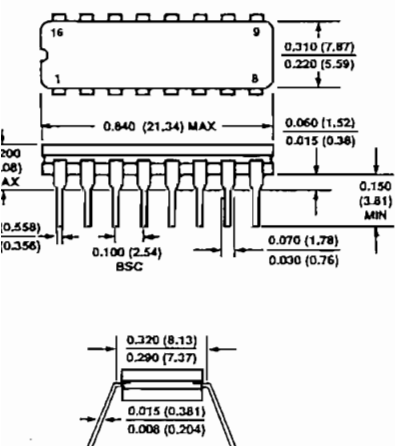
by the AD708's ability to pull down on R_S . A single supply amplifier could be used instead to extend the common-mode range down to about 1.5 V.

As shown, the circuit handles positive differential signals, (V_{IN} positive). To handle bipolar differential signals (V_{IN} is positive or negative), the reference pin of the in amp (point C) must be offset positively from the 2 V reference. For example, disconnected point C from the 2 V reference and connecting it to a 3 V source would result in a V_A of 1 V, (or half scale) for a zero volt differential input from the sensor.

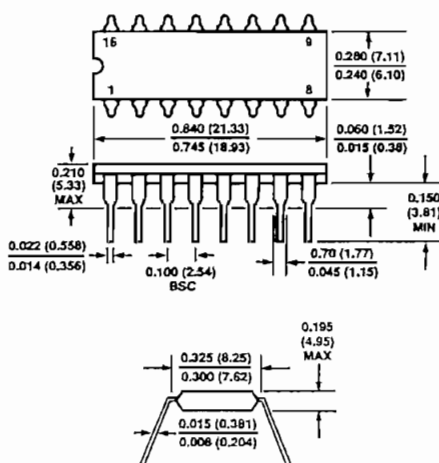
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

16-Lead Cerdip (Q) Package



16-Lead Plastic DIP (N) Package



16-Pin SOIC (R) Package

