

**TRANSDUCTORES Y CONTROL
AUTOMATICO DE ILUMINACION**

Mod. G13/EV

Manual PROFESOR/ALUMNO



NORMAS DE SEGURIDAD

Leer atentamente las advertencias contenidas en el presente manual, ya que proporcionan informaciones importantes referentes a la seguridad durante la instalación, el uso y el mantenimiento del módulo.

Conservar el presente manual para cualquier consulta adicional.

DESEMBALAJE

Tras haber quitado el embalaje, poner a un lado todos los accesorios de modo que no se pierdan y cerciorarse de la integridad del módulo; en particular, que el mismo esté íntegro y que no presente daños visibles.

Antes de llevar a cabo la alimentación del módulo, cerciorarse de que los cables estén conectados debidamente con la unidad de alimentación.

Los cables de alimentación deberán colocarse de manera tal como para que no puedan ser pisados o aplastados por objetos.

El módulo presenta hendiduras y aperturas para la ventilación, al objeto de garantizar un funcionamiento fiable del mismo y protegerlo contra el recalentamiento; las referidas hendiduras y aperturas no deberán obturarse ni cubrirse. El módulo deberá situarse en una posición que permita su aireación.

No colocar jamás el módulo sobre carretillas, soportes, trípodes, abrazaderas o mesas inestables, ya que podría caerse al suelo y causar lesiones a las personas o dañarse.

Cualquier operación de instalación del módulo deberá ajustarse a las instrucciones del fabricante y deberá realizarse utilizando los accesorios aconsejados.

Este módulo deberá destinarse sólo para el uso para el cual ha sido manifiestamente concebido; es decir, como sistema didáctico, y deberá utilizarse bajo el directo control por parte de personal experto. Cualquier otro uso deberá considerarse impropio y por lo tanto peligroso.

El fabricante no podrá considerarse responsable de eventuales daños debidos a un uso impropio, erróneo o irrazonable del sistema.

PRECAUCIONES

Al objeto de amparar la seguridad y la incolumidad del operador, así como el funcionamiento del módulo, el uso de aparatos eléctricos contempla el cumplimiento de algunas reglas fundamentales; en particular, deberán respetarse las normas de uso siguientes:

Temperatura ambiente entre 0° C y 45° C

Humedad relativa entre 20% y 80%

así como deberá evitarse cualquier cambio rápido de temperatura y humedad.

En caso de avería y/o mal funcionamiento, apagar inmediatamente el equipo y no efectuar descomposturas. Para llevar a cabo una eventual reparación, dirigirse al centro de asistencia técnica o pedir exclusivamente piezas de repuesto originales. El incumplimiento de lo anterior podrá perjudicar la seguridad del equipo mismo.

Si penetraran objetos o líquidos en el interior del módulo, desconectar el cable de alimentación y pedir el control por parte de personal cualificado antes de utilizarlo nuevamente.

LIMPIEZA DEL SISTEMA

Utilizar un paño suave y seco para la limpieza del armazón y del panel sinóptico. Jamás utilizar insecticidas, productos químicos o disolventes.

VIBRACIONES E IMPACTOS

Prestar atención a no causar vibraciones o impactos.

INDICE

	Pág.
CAPÍTULO 1: DESCRIPCIÓN DEL MÓDULO	1
CAPÍTULO 2: TRANSDUCTORES DE ILUMINACIÓN	3
2.1 CONCEPTO GENERAL DE TRANSDUCTOR	3
2.1.1 Determinación de la linealidad de un transductor	4
2.1.2 Acondicionador de señal	5
2.2 TRANSDUCTORES DE ILUMINACIÓN	7
2.2.1 Fotorresistencias	9
2.2.2 Acondicionadores de señal para fotorresistencia	11
2.2.3 Fotodiodo	12
2.2.4 Acondicionador de señal para fotodiodo	14
2.2.5 Fototransistor	15
2.2.6 Acondicionador de señal para fototransistor	16
2.3 EJERCICIOS	17
2.3.1 Detección de la curva característica de la fotorresistencia	18
2.3.2 Determinación de la linealidad de la fotorresistencia	19
2.3.3 Trazado de la curva característica del fotodiodo	20
2.3.4 Determinación de la linealidad del fotodiodo	21
2.3.5 Trazado de la curva característica del fototransistor	21
2.3.6 Determinación de la linealidad del fototransistor	22
CAPÍTULO 3: EL CONTROL AUTOMÁTICO	23
3.1 GENERALIDADES	23
3.1.1 Esquema de bloques	24
3.1.2 Subdivisión de los sistemas de control	26
3.1.3 Forma canónica de los sistemas realimentados	27
3.1.4 Sistemas lineales - Ecuaciones diferenciales	28
3.1.5 La transformada de Laplace	28
3.1.6 Funciones Canónicas	29
3.1.7 Sensibilidad de un sistema de control	29
3.1.8 Precisión de un sistema de control	29
3.1.9 Velocidad de respuesta - Tiempo de respuesta	30
3.1.10 Estabilidad de un sistema de control	30
3.1.11 Análisis de los sistemas de control	32

3.2	DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL	33
3.2.1	Acción proporcional (P)	34
3.2.2	Acción integral (I)	34
3.2.3	Acción Derivativa (D)	35
3.2.4	Acción combinada PID	36
3.3	CONTROLADOR PID	38
3.4	EJERCICIOS	40
3.4.1	Verificación de la forma de onda de la tensión de salida de un controlador proporcional y medida de la constante de proporcionalidad	40
3.4.2	Verificación de la forma de onda de la tensión de salida de un controlador de acción integral y medida de la constante de tiempo	41
3.4.3	Verificación de la forma de onda de la tensión de salida de un controlador de acción derivativa y medida de la constante de tiempo	42
3.4.4	Verificación de la forma de onda de la tensión de salida de un controlador de acción proporcional-integral	43
3.4.5	Verificación de la forma de onda de la tensión de salida de un controlador de acción PID (proporcional-integral-derivativa)	44

CAPÍTULO 4. CONTROL AUTOMÁTICO DE ILUMINACIÓN 45

4.1	DESCRIPCIÓN ELÉCTRICA DE LOS BLOQUES QUE CONSTITUYEN EL CONTROL	45
4.1.1	Referencia (SET-POINT)	45
4.1.2	Nudo sumador (ERROR AMPLIFIER)	46
4.1.3	Controlador PID (PID CONTROLLER)	46
4.1.4	Amplificador de potencia (POWER AMPLIFIER)	46
4.2	CONTROL CON CONTROLADOR DE TIPO P	48
4.3	CONTROL CON CONTROLADOR DE TIPO P I y P I D	50
4.4	PREDISPOSICIÓN DEL CONTROLADOR	50
4.5	EJERCICIOS	53
4.5.1	Control automático de iluminación de lazo abierto	53
4.5.2	Control automático de iluminación de lazo cerrado	55
4.5.3	Control automático de iluminación de lazo cerrado: efecto de los diversos componentes del controlador PID	57
4.5.4	Mando de escalón del sistema: variaciones de las constantes del CONTROLADOR PID	58

APÉNDICE A. CALIBRACIONES 59

APÉNDICE B. BIBLIOGRAFÍA 61

APÉNDICE C. DATA SHEETS 63

I. DESCRIPCIÓN DEL MÓDULO

El Módulo G13, junto a la Unidad exterior TY13/EV, permite el estudio de los transductores de iluminación y realiza un control automático de iluminación.

El Módulo G13 está constituido por 7 bloques diferentes (véase figura 1.1).

Los bloques son:

- Referencia (SET POINT)
- Controlador PID (PID CONTROLLER)
- Nudo sumador (ERROR AMPLIFIER)
- Amplificador de potencia (POWER AMPLIFIER)
- Acondicionadores de señal:
 - acondicionador para fotorresistencia (PHOTORESISTOR CONDITIONER)
 - acondicionador para fotodiodo (PHOTODIODE CONDITIONER)
 - acondicionador para fototransistor (PHOTOTRANSISTOR CONDITIONER)

En los capítulos siguientes se analizará el funcionamiento, tanto desde el punto de vista eléctrico como desde el punto de vista sistémico (relación entrada/salida y función de transferencia), de cada uno de los referidos bloques.

Para alimentar el Módulo G13 se requiere una tensión dual (± 12 Vcc - 0.5A) y una tensión de 30 Vcc 0.5A.

La Unidad exterior TY13/EV (véase fig. 1.2) incorpora un actuador (lámpara de incandescencia de 3 vatios), tres transductores de iluminación diferentes (fotodiodo, fototransistor y fotorresistencia) y un segundo actuador para generar una señal de interferencia.

La conexión entre la Unidad exterior TY13/EV y el Módulo G13 se realiza por medio de un cable con toma de 8 polos y dos cables unipolares. Los cables unipolares sirven para conectar el amplificador de potencia al actuador, mientras que con el cable con toma de 8 polos el módulo alimenta los transductores y recibe las señales de salida de los mismos.

La conexión entre las dos partes se lleva a cabo conectando los cables al efecto en la parte derecha del Módulo G13 (la denominada LIGHT PROCESS UNIT).

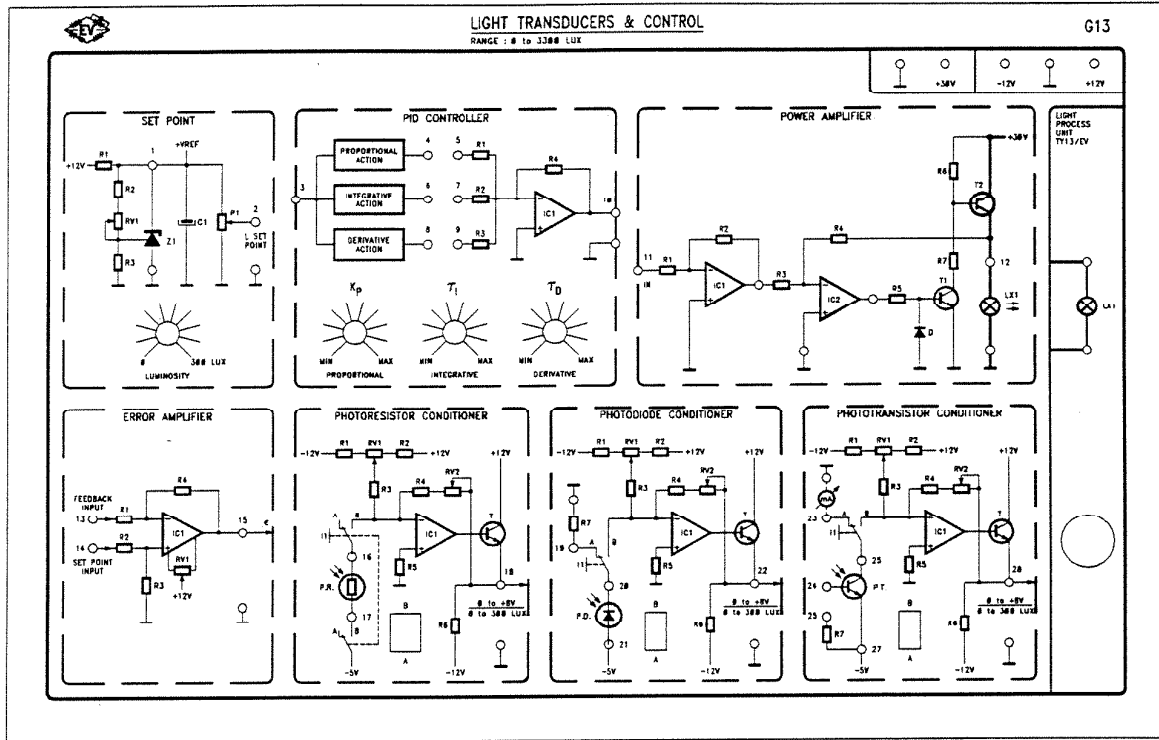


Figura 1.1 - Módulo G13

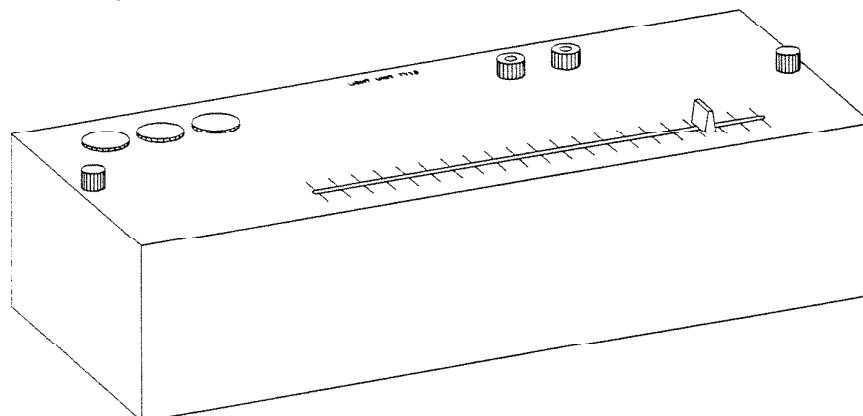


Figura 1.2 - Unidad exterior TY13/EV

2. TRANSDUCTORES DE ILUMINACIÓN

2.1 CONCEPTO GENERAL DE TRANSDUCTOR

Los dispositivos que realizan una conversión de una magnitud física a otra, en general, se denominan TRANSDUCTORES.

A continuación, con este término, se hace referencia a aquellos dispositivos que transforman una magnitud física en una eléctrica. El esquema de bloques genérico de un transductor se muestra en la figura 2.1.

La magnitud eléctrica de salida de un transductor puede ser una tensión, una corriente, una resistencia, etc.; en base a la naturaleza de la magnitud eléctrica de salida, los transductores se subdividen en analógicos y digitales: a una magnitud física continua de entrada, un transductor analógico hace corresponder una magnitud eléctrica continua de salida y proporcional a la magnitud física medida, mientras que un transductor digital hace corresponder una sucesión de señales digitales.

En términos generales, la conversión entre magnitud física de entrada y magnitud eléctrica de salida requiere una absorción de energía; por tanto, la presencia del transductor constituye una interferencia para el proceso analizado.

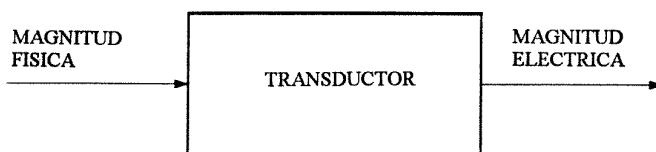


Figura 2.1

2. TRANSDUCTORES DE ILUMINACIÓN

En los capítulos siguientes se indican las características pormenorizadas de cada transductor de iluminación utilizado en la Unidad TY13/EV.

Cada transductor tiene un conjunto de características que lo distinguen, entre ellas, las principales son las siguientes:

- **Campo de medida (range)**
Indica la excursión entre el valor mínimo y el valor máximo de la magnitud física detectable por el transductor.
- **Constante de proporcionalidad**
Indica la relación entre el valor de salida y el correspondiente valor de la magnitud de entrada.
- **Error de linealidad**
Indica el desplazamiento a partir de la constante de proporcionalidad entre la entrada y la salida, y se expresa en % sobre el valor máximo de salida.
- **Precisión (error de medida)**
Indica el desplazamiento máximo entre el valor medido y el valor efectivo, y se expresa en % sobre el valor de fondo de escala.
- **Velocidad de respuesta**
Indica la rapidez con la cual la magnitud de salida sigue las variaciones de la magnitud de entrada.
- **Estabilidad**
Indica la constancia de la relación entrada-salida en todas las condiciones de operación.
- **Repetibilidad**
Indica la tolerancia dentro de la cual se hallan los valores relativos a una misma medida y normalmente se expresa como fracción de la precisión.

2.1.1 Determinación de la linealidad de un transductor

La mayoría de los transductores son de tipo lineal y en fase de experimentación uno de los datos principales a detectar es precisamente la linealidad porcentual.

Se explica ahora el procedimiento para la determinación de la linealidad, ya que es idéntico para todos los transductores; a continuación, durante el desarrollo de los ejercicios se hará siempre referencia a este procedimiento.

Para la determinación de la curva característica de entrada/salida de los transductores se llevan a cabo una serie de medidas, detectando los valores de salida correspondientes a los diversos valores de la magnitud física de entrada.

Tras haber trazado el diagrama cartesiano, con indicados los puntos correspondientes a las detecciones efectuadas, se traza la **recta** que mejor aproxima dicho conjunto de puntos; **esta recta constituye la recta óptima del transductor.**

Sucesivamente se trazan dos rectas equidistantes a la recta óptima y paralelas a ella, tales como para incluir todos los puntos del diagrama.

Luego, se traza una recta paralela al eje de las ordenadas y los puntos donde la misma interseca las dos rectas paralelas se llaman V1 y V2 (fig. 2.2).

La linealidad en porcentual, referida al fondo de escala, está dada por la relación:

$$\text{Lin. [\%]} = \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{|V2 - V1|}{V \text{ f.s.}} \cdot 100$$

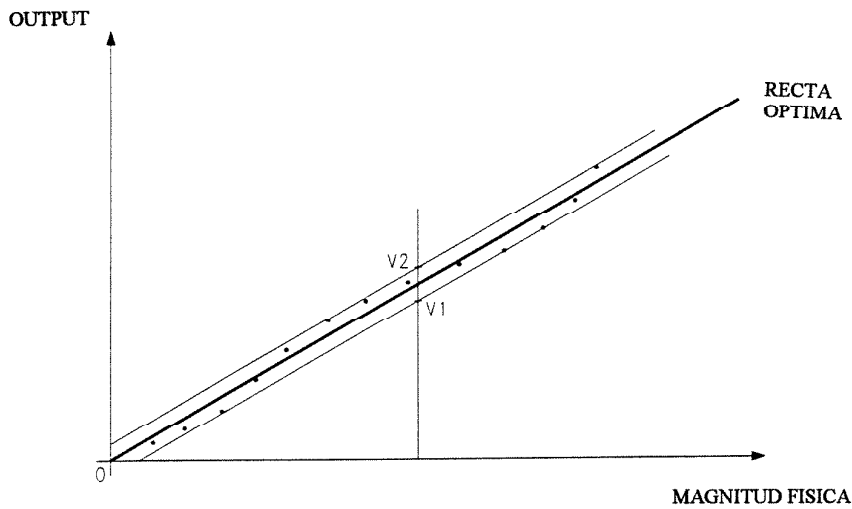


Figura 2.2

2.1.2 Acondicionador de señal

En general, la magnitud eléctrica de salida de un transductor no es directamente manipulable.

Si, por ejemplo, el valor de la tensión de salida no es el deseado, la potencia de la señal suministrada resulta muy pequeña, el tipo de magnitud eléctrica no es el que necesitamos, etc.; por ello, el transductor no se presenta jamás sólo, sino junto con un ACONDICIONADOR DE SEÑAL.

El acondicionador de señal es un aparato que convierte una magnitud eléctrica en otra, también eléctrica, adecuada para la aplicación específica.

En los esquemas de bloques, el acondicionador de señal se representa tal como se muestra en la figura 2.3.

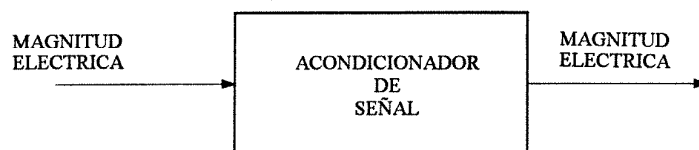


Figura 2.3

En la mayoría de los casos, el transductor está integrado en el proceso para ponerse estrictamente en contacto con la magnitud física a transducir, por lo cual en los esquemas de bloques generalmente el **Proceso**, el **Transductor** y el **Acondicionador de Señal** se representan tal como se muestra en la figura 2.4.

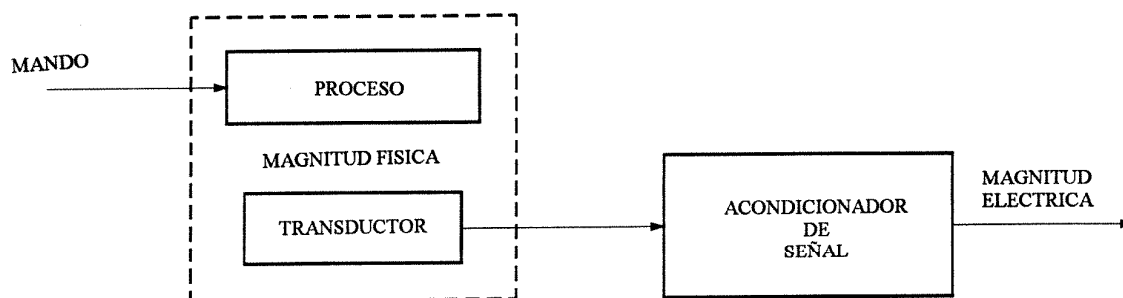


Figura 2.4

2.2 TRANSDUCTORES DE ILUMINACIÓN

Los transductores de iluminación son dispositivos capaces de transformar la radiación luminosa en una magnitud eléctrica (resistencia, corriente) y pueden ser utilizados en la industria, además que como transductores de iluminación, también como transductores indirectos de otras magnitudes físicas como posición, velocidad angular, etc.

Por radiación luminosa se entiende aquella región del espectro electromagnético que incluye los componentes del infrarrojo, del visible y del ultravioleta.

Una parte de la radiación luminosa puede ser detectada por el ojo humano y se define como radiación visible o "**Luz**", pero el ojo humano es sensible de forma diferente a las distintas longitudes de onda de la radiación visible.

En la figura 2.5 se muestra la subdivisión por lo general aceptada del espectro electromagnético: se puede constatar cómo la parte visible resulta muy limitada.

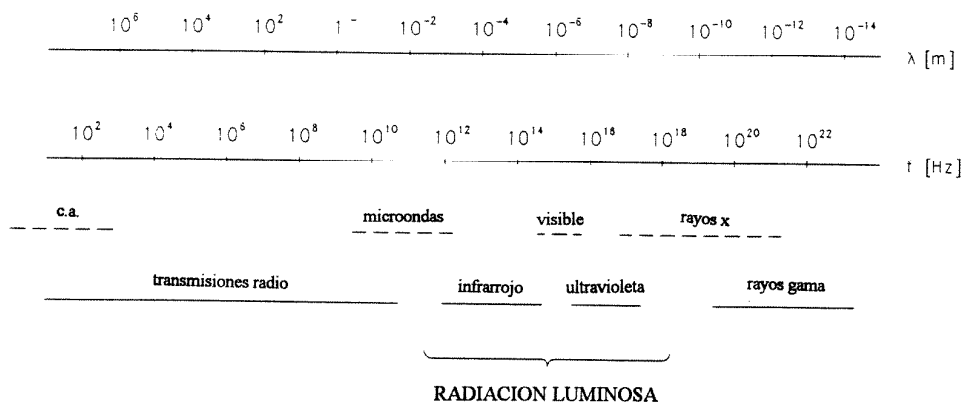


Figura 2.5

En la tabla de la figura 2.6 se muestran las unidades de medida del Sistema Internacional relativas a la radiación electromagnética.

En el ámbito del estudio de la radiación electromagnética, la **Fotometría** se ocupa de los fenómenos rigurosamente luminosos y las unidades adoptadas por ella difieren de las del Sistema Internacional de medida ya que hacen referencia a las características del ojo humano.

En particular, el **flujo luminoso** se deduce del flujo de radiación ponderándolo con la curva de sensibilidad estándar del ojo en función de las diversas longitudes de onda.

En la figura 2.7 se muestran las unidades de medida correspondientes a las magnitudes luminosas y se puede apreciar cómo al cambiar la unidad del flujo consecuentemente cambian también todas las demás unidades.

2. TRANSDUCTORES DE ILUMINACIÓN

PARÁMETRO	SÍMBOLO	DEFINICIÓN	UNIDAD
ENERGÍA RADIANTE	Qe		julio
FLUJO RADIANTE	P	$P = \frac{Q}{T}$	julio/s = vatio
INTENSIDAD RADIANTE	J	$I = \frac{P}{\omega}$	vatio/estereorradián
IRRADIACIÓN	H	$H = \frac{P}{A}$	vatio/m ²

Figura 2.6

PARÁMETRO	SÍMBOLO	DEFINICIÓN	UNIDAD	SÍMBOLO
ENERGÍA LUMINOSA	Qv		lumen·segundo	lm·s
FLUJO LUMINOSO	F	$F = \frac{Qv}{t}$	lumen	lm
INTENSIDAD LUMINOSA	I	$I = \frac{F}{\omega}$	lumen/estereorradián	cd
ILUMINACIÓN	E	$E = \frac{F}{A}$	lumen/m ² = lux	lx

Figura 2.7

La radiación luminosa, al interactuar con la materia, provoca diversos efectos. Entre los más importantes se encuentra el "**Efecto Fotoeléctrico**" que consiste en la liberación de electrones de una superficie metálica cuando a la misma le llegan radiaciones luminosas y, en el caso de los semiconductores, en la generación de pares de electrones-huecos.

El primer fenómeno se llama efecto fotoemisor y se aplica en los fototubos, fotomultiplicadores, etc.

En relación a los efectos fotoeléctricos sobre los semiconductores, los mismos se pueden subdividir en dos tipos y, precisamente:

1- Efecto fotoconductor

La conductividad de una barra de semiconductor depende de la intensidad de la radiación luminosa que le llega.

2- Efecto fotoeléctrico sobre la unión (Efecto Fotovoltaico)

La corriente a través de una unión P-N polarizada inversamente depende de la intensidad de la radiación luminosa.

Si la unión no está polarizada, en sus extremos se genera una fuerza electromotriz (**Efecto Fotovoltaico**).

Los dispositivos que forman parte de la primera categoría se denominan fotorresistencias, mientras que en la segunda categoría se encuentran los fotodiodos, las células fotoeléctricas y los fototransistores.

A continuación se analizan en detalle estos dispositivos.

2.2.1 Fotorresistencias

La fotorresistencia es un componente pasivo de semiconductor, desprovisto de unión.

En la figura 2.8 se muestra la curva característica resistencia-irradiación de la fotorresistencia, con el símbolo respectivo.

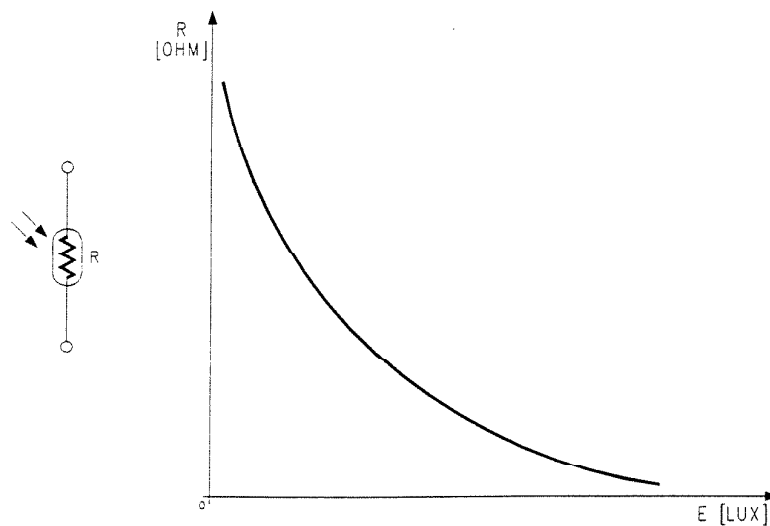


Figura 2.8

2. TRANSDUCTORES DE ILUMINACIÓN

Cuando la fotorresistencia es afectada por la radiación luminosa, la misma varía su propia resistencia debido al efecto fotoconductor: la resistencia disminuye al aumentar la iluminación.

La fotorresistencia en la oscuridad prácticamente es un aislante y presenta valores de resistencia del orden del $M\Omega$ (resistencia de oscuridad); si resulta fuertemente iluminada, asume valores de resistencia muy bajos, hasta alcanzar algunas decenas de Ω .

El material utilizado para la realización de la fotorresistencia determina la longitud de onda a la cual el dispositivo presenta la máxima sensibilidad.

Como materiales fotosensibles se utilizan principalmente cristales de sulfuro de cadmio o de plomo para sensores en el campo visible y cristales de seleniuro de cadmio para sensores en el campo del infrarrojo.

Los parámetros que caracterizan una fotorresistencia, además de la curva característica o de los valores resistivos correspondientes a algunos valores de iluminación, son:

- **La longitud de onda a la cual presenta la máxima sensibilidad**
- **La potencia máxima disipable**
- **La máxima tensión aplicable**

La fotorresistencia utilizada en la Unidad TY13/EV presenta las características siguientes (véase también el data sheet correspondiente):

- **Resistencia (10.76 lux): 100 $K\Omega$**
- **Resistencia (1076 lux): 2400 Ω**
- **Resistencia mínima de oscuridad: 4 $M\Omega$**
- **Tensión máxima aplicable: 250 V**
- **Potencia máxima disipable: 100 mW**
- **Sensibilidad máxima: 0.55 μm**

2.2.2 Acondicionadores de señal para fotorresistencia

Hágase referencia a la figura 2.9

Con el interruptor I1 en posición A el transductor se desconecta del resto del circuito, de modo que pueda ser analizado sin la influencia de los demás componentes.

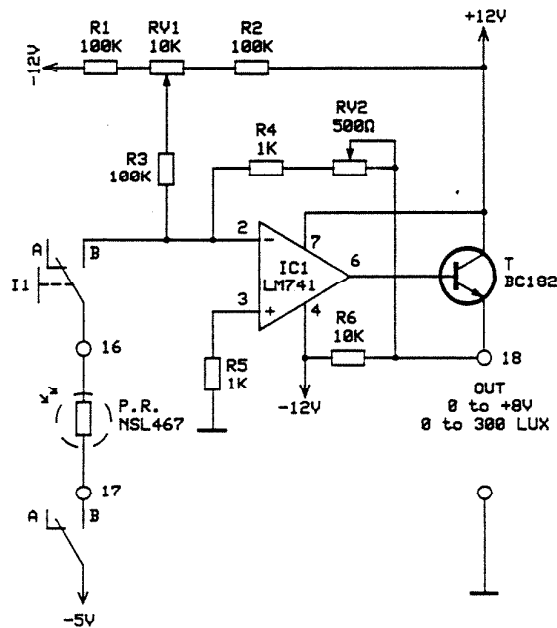


Figura 2.9

En la práctica, será posible conectar un multímetro entre los bujes 16 y 17 para medir directamente la resistencia de la fotorresistencia.

Con I1 en posición B la fotorresistencia se conecta al resto del circuito, en particular a la entrada inversora de IC1.

N.B.: la tensión de -5Vcc a la cual está conectada la fotorresistencia se extrae del -12Vcc por medio del circuito de la figura 2.10.

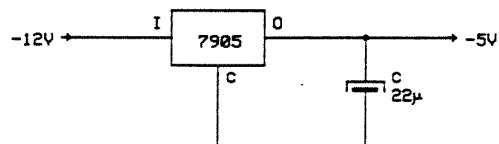


Figura 2.10

2. TRANSDUCTORES DE ILUMINACIÓN

El amplificador IC1 está conectado como inversor. La señal de entrada está constituida por una tensión fija (-5Vcc); en cambio, ya que la entrada inversora es un punto de masa virtual, lo que varía es la resistencia del transductor y por lo tanto la corriente que circula por el lazo de realimentación (R4 y RV2).

R1, R2, R3 y RV1 se utilizan para poner a cero la tensión de offset de IC1 y la tensión generada por la fotorresistencia en la oscuridad.

El transistor T sirve para amplificar la corriente de salida de IC1, necesaria ya que el valor de la fotorresistencia (y consecuentemente de R4+RV2) resulta ser más bien bajo.

IC1 varía su propia salida hasta que la tensión del emisor del transistor (punto desde donde se extrae efectivamente la señal para la realimentación) alcance un nivel tal como para volver a llevar el amplificador mismo a operar en la región de linealidad (tensión de la entrada inversora igual a la tensión de la entrada no inversora).

La salida del acondicionador de señal se ajusta de modo que a una iluminación de 300 LUX le corresponda una tensión de salida de 8 voltios.

2.2.3 Fotodiodo

El fotodiodo es un dispositivo estructuralmente similar a un diodo corriente de semiconductor, formado por lo tanto por una unión P-N: para este empleo se polariza inversamente.

En condiciones de oscuridad, el fotodiodo se comporta como un diodo corriente de semiconductor, mientras que cuando a la unión le llega una radiación luminosa, se verifica un aumento de la corriente inversa.

En la figura 2.11 se muestra una relación típica entre iluminación y corriente inversa, junto al símbolo del dispositivo.

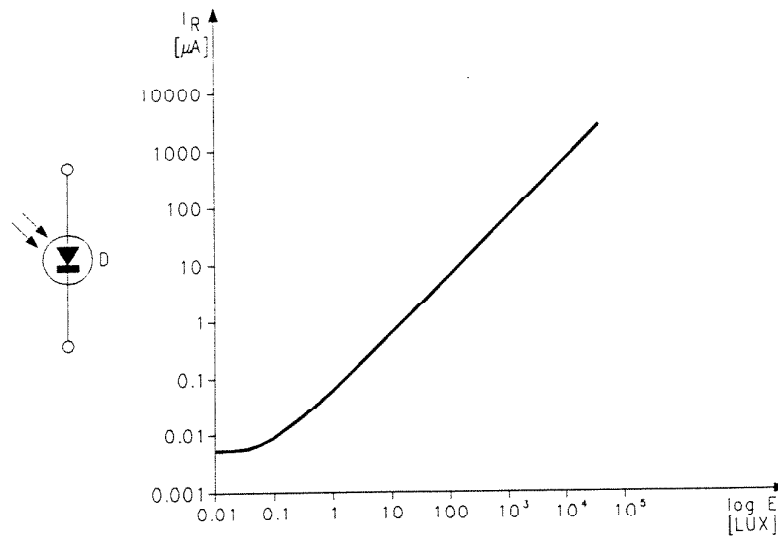


Figura 2.11

La corriente inversa en los fotodiodos puede asumir valores comprendidos entre algunos nA y algunas decenas de mA y los materiales semiconductores más utilizados son el Silicio, el Germanio, el Arseniuro de Galio y otros semiconductores compuestos.

En particular, los fotodiodos al silicio presentan la máxima sensibilidad para radiaciones luminosas con una longitud de onda comprendida entre 0.8 y 0.9 μm , mientras que los fotodiodos al Germanio presentan la máxima sensibilidad entre 1.6 y 1.8 μm , o sea en la región del infrarrojo.

Una mejora de las características se obtiene con la estructura P-I-N, o sea intercalando entre los semiconductores dopados P y N, un semiconductor no dopado (intrínseco).

Si un fotodiodo no polarizado y sin carga se ilumina, en sus extremos se detecta una tensión generada en el interior de la unión por la interacción entre la radiación luminosa y el material semiconductor (efecto fotovoltaico).

Luego, si se conecta una carga al fotodiodo, se aprecia una circulación de corriente, obteniendo un generador de energía eléctrica.

Lo que se acaba de describir constituye el principio de funcionamiento de las "**Células Fotovoltaicas**" (para un ahondamiento de estos dispositivos se remite a la literatura especializada).

Además de la curva característica y la longitud de onda de máxima sensibilidad, los demás parámetros típicos de los fotodiodos son:

- **Tensión inversa máxima aplicable en los extremos**
- **Potencia máxima disipable**
- **Velocidad máxima de conmutación (tiempos de subida y bajada)**

El fotodiodo utilizado en el módulo es el de tipo P-I-N al silicio y presenta las principales características siguientes (véase también el data sheet correspondiente):

- **Tensión inversa máxima : 32 Vcc**
- **Sensibilidad máxima : 0.9 μm**
- **Corriente máxima de oscuridad : 30 nA**
- **Corriente inversa con iluminación equivalente a 1mW/cm²: 50 μA**
- **Tensión en vacío (1000 lux): 350 mV**
- **Tiempo de subida y bajada: 50 ns**

2.2.4 Acondicionador de señal para fotodiodo

Hágase referencia a la figura 2.12.

Con el interruptor I1 en posición A, el transductor se desconecta del amplificador operacional y se conecta a la resistencia R7 de manera de poder analizarlo sin la influencia de los demás componentes.

En la práctica, será posible conectar un voltímetro entre el buje 20 y la masa para medir directamente la caída de tensión generada en R7 por parte del fotodiodo; de hecho, el fotodiodo varía la corriente inversa que circula por él en función de la radiación electromagnética que le llega. Con I1 en posición B el fotodiodo se conecta al amplificador operacional, en particular a la entrada inversora de IC1.

N.B.: la tensión de -5Vcc a la cual está conectado el fotodiodo se extrae de la tensión de -12Vcc a través del circuito que se muestra en la figura 2.10.

El amplificador IC1 está conectado como inversor. En este caso la señal útil está constituida por la corriente inversa del fotodiodo, la cual absorbe corriente al nudo de la entrada inversora.

R1, R2, R3 y RV1 se utilizan para poner a cero la tensión de offset de IC1 y para polarizar el fotodiodo.

El transistor T sirve para amplificar la corriente de salida de IC1 y sobre todo para proponer una situación totalmente similar a la de la fotorresistencia.

IC1 varía su propia salida hasta que la tensión del emisor del transistor T (punto desde donde se extrae efectivamente la señal para la realimentación) alcance un nivel tal como para volver a llevar el amplificador mismo a operar en la región de linealidad (tensión de la entrada inversora igual a la tensión de la entrada no inversora).

La salida del acondicionador de señal está calibrada de modo que a una iluminación de 300 LUX le corresponda una tensión de salida de 8 voltios.

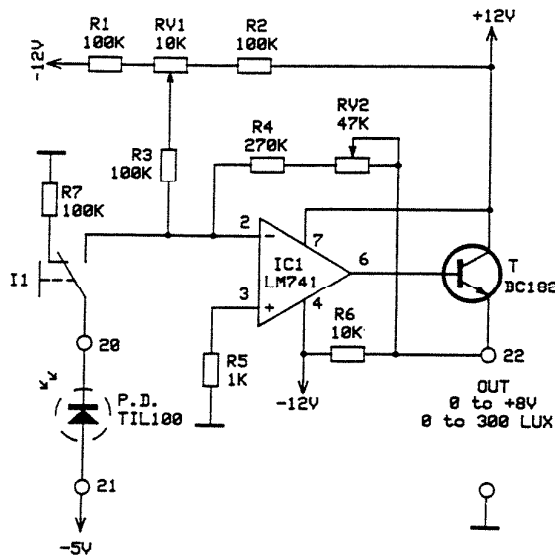


Figura 2.12

2.2.5 Fototransistor

El fototransistor es un dispositivo que tiene una estructura similar a la de un transistor corriente, pero con la base fotosensible.

Generalmente es de tipo NPN, se alimenta con tensión positiva entre Colector y Emisor, y la Base se puede dejar abierta o bien conectada al Emisor con una resistencia.

En este segundo caso es posible regular la sensibilidad del fototransistor variando el valor de la resistencia utilizada.

En condiciones de oscuridad, la corriente de Colector I_C es mínima y aumenta al aumentar la iluminación.

En la figura 2.13 se muestra el símbolo con el esquema típico de conexión del fototransistor; se muestra además la curva característica que visualiza la relación entre las variaciones de I_C y las variaciones de la iluminación E .

Los principales parámetros que caracterizan un fototransistor, además de la curva característica, son:

- Corriente máxima de oscuridad
- Longitud de onda de máxima sensibilidad
- Velocidad de conmutación (tiempos de subida y de bajada)
- Valores máximo de corriente, tensión y potencia admitidos.

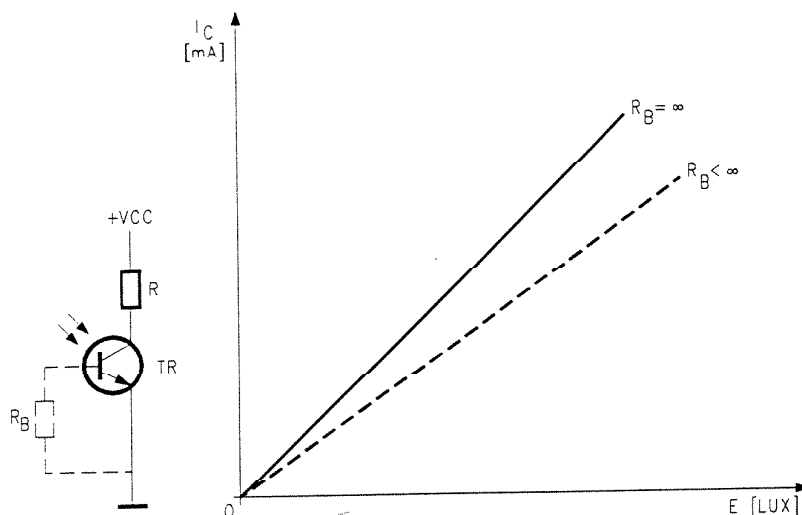


Figura 2.13

El fototransistor utilizado en el módulo presenta las principales características siguientes (véase también el data sheet correspondiente):

- Corriente de oscuridad: $20 \mu A$
- Tiempo de subida: $8 \mu s$
- Tiempo de bajada: $6 \mu s$
- V_{ce} máx. : $30 V_{cc}$

2.2.6 Acondicionador de señal para fototransistor

Hágase referencia a la figura 2.14.

Con el interruptor I1 en posición A, el colector del fototransistor se desconecta del amplificador operacional y se conecta a masa de modo que pueda analizarse sin la influencia de los demás componentes.

En la práctica, será posible conectar un amperímetro entre el buje 23 y el buje conectado a masa para medir directamente la corriente generada por el fototransistor por efecto fotoeléctrico.

Con I1 en posición B, el fototransistor se conecta al amplificador operacional, en particular a la entrada inversora de IC1.

N.B.: la tensión de -5Vcc a la cual se conecta el fotodiodo se extrae de la tensión de -12Vcc por medio del circuito que se muestra en la figura 2.10.

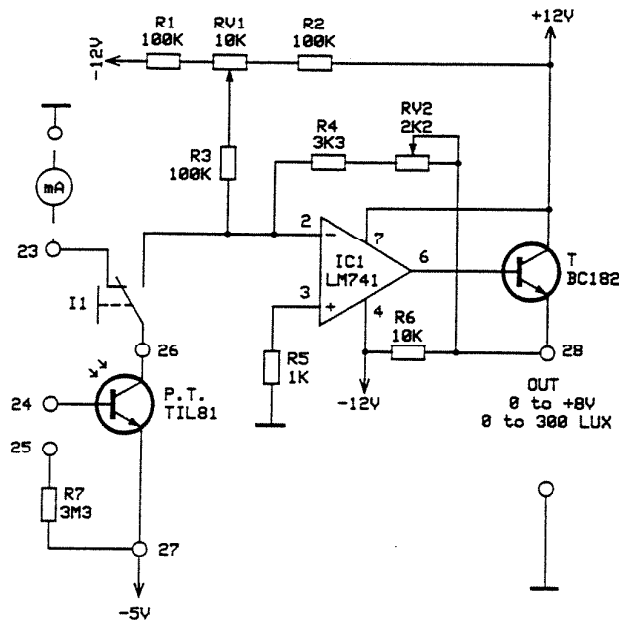


Figura 2.14

El amplificador IC1 está conectado como inversor. En este caso la señal útil está constituida por la corriente de colector del fototransistor, la cual suprime corriente al nudo de la entrada inversora en una cantidad sujeta a la radiación que llega a la base del fototransistor.

R1, R2, R3 y RV1 se utilizan para poner a cero la tensión de offset de IC1 y para polarizar el fototransistor.

El transistor T sirve para amplificar la corriente de salida de IC1 y sobre todo para proponer una situación totalmente similar a la de los acondicionadores de señal analizados anteriormente.

IC1 varía su propia salida hasta que la tensión del emisor del transistor T (punto desde donde se extrae efectivamente la señal para la realimentación) alcance un nivel tal como para volver a llevar el amplificador mismo a operar en la región de linealidad (tensión de la entrada inversora igual a la tensión de la entrada no inversora).

La salida del acondicionador de señal se calibra de modo que a una iluminación de 300 LUX le corresponda una tensión de salida de 8 voltios.

2.3 EJERCICIOS

En esta sección se proponen los ejercicios prácticos más significativos que se pueden realizar con los transductores de iluminación.

Antes de comenzar los ejercicios es preciso verificar que el Acondicionador de Señal haya sido debidamente calibrado, según los procedimientos explicados en el capítulo correspondiente.

Nota sobre la fuente luminosa

La iluminación requerida para la prueba de los transductores de iluminación es proporcionada por una lámpara de incandescencia con filamento al tungsteno, alimentada con una tensión de 24V que produce una intensidad luminosa I de 3 bujías.

Esta lámpara se encuentra en el interior de la unidad de proceso que incorpora un dispositivo de alejamiento de los sensores de la lámpara, realizando de esta forma la variación de la energía que llega a los transductores.

En el breve tratado siguiente se consideran ininfluyentes los efectos de reflexión en el interior de la unidad (por ello las paredes internas se pintaron de color negro), puntiforme la fuente luminosa y uniforme la irradiación hacia todas las direcciones.

El ángulo sólido relativo a una esfera equivale a $4\cdot\pi$ estereorradianes por lo que, recordando las relaciones de la figura 2.7, se tiene:

$$F = 4\cdot\pi\cdot I \text{ [lumen]} \qquad E = \frac{F}{A} = \frac{4\cdot\pi\cdot I}{4\cdot\pi\cdot R^2} = \frac{I}{R^2} \text{ [lux]}$$

Haciendo referencia a las indicaciones de posición marcadas en el panel de la Unidad TY13/EV se obtienen las iluminaciones anotadas en la figura 2.15, a las cuales se hará referencia durante los ejercicios.

DISTANCIA FILAMENTO SENSORES [cm]	ILUMINACIÓN	ESCALA GRADUADA [cm]
3	3.330	0
4	1.875	1
5	1.200	2
6	830	3
7	612	4
8	468	5
9	370	6
10	300	7
11	248	8
12	208	9
13	177	10
14	153	11
15	133	12
16	117	13
17	104	14
18	93	15
19	83	16
20	75	17
21	68	18
22	62	19
23	57	20

Figura 2.15

2.3.1 Detección de la curva característica de la fotorresistencia

El objetivo de este ejercicio es el de determinar la curva característica de la fotorresistencia al variar la iluminación.

- Realizar el circuito de la figura 2.16 y conectar el Módulo G13 a la Unidad TY13/EV, tal como se muestra en la figura 2.17.
- Situar el interruptor del bloque PHOTORESISTOR CONDITIONER en la posición A.
- Predisponer el multímetro para medidas de resistencia y situar sus terminales entre los bujes 16 y 17.
- Alimentar el Módulo G13 con todas las tensiones requeridas.
- Situar la lámpara a la distancia máxima por medio de la corredera.
- Situar el potenciómetro del bloque SET-POINT en el valor máximo (300 Lux) y el potenciómetro PROPORTIONAL del bloque PID CONTROLLER en el valor máximo.
- Acercar la lámpara a los transductores de iluminación por medio de la corredera y en correspondencia de las subdivisiones marcadas en el panel de la Unidad TY13/EV, leer los valores de resistencia indicados en el multímetro y anotarlos en la tabla 2.1 (columna OHM).
- Trazar un gráfico indicando la iluminación en la abscisa y la resistencia en las ordenadas, y diseñar unos puntos en correspondencia de las detecciones realizadas.
- Uniendo dichos puntos se obtiene la curva característica del transductor.
- Desconectar el multímetro de los bujes 16 y 17, situar el interruptor en B y conectar el multímetro, seleccionado como voltímetro para tensiones continuas, entre los bujes 18 y masa.
- Repetir todas las medidas anteriores y transcribirlas en la tabla 2.1 (columna Voltios): en este caso se mide la respuesta del transductor junto a la del acondicionador de señal.
- Trazar un gráfico indicando la iluminación en la abscisa y la tensión en las ordenadas; luego, diseñar unos puntos en correspondencia de las detecciones realizadas.

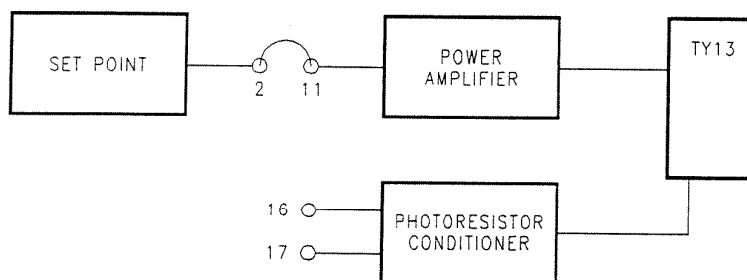


Figura 2.16

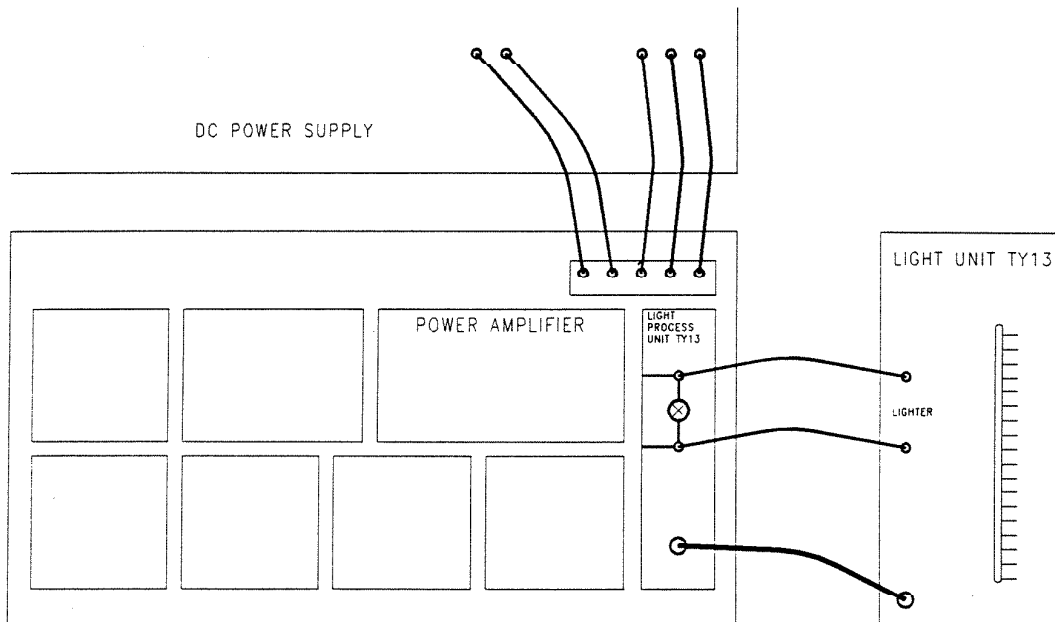


Figura 2.17

- Uniendo dichos puntos se obtiene la curva característica del transductor, junto a la de su acondicionador de señal.
- Compárense cualitativamente los dos gráficos.

LUX	OHMIOS	VOLTIOS
1.200		
830		
612		
370		
300		
208		
117		
75		

Tabla 2.1

2.3.2 Determinación de la linealidad de la fotorresistencia

El objetivo de este ejercicio es la determinación de la linealidad del sistema compuesto por la fotorresistencia y el acondicionador de señal correspondiente.

Ya que la curva característica del transductor está muy lejos del ser una recta, habrá que esperarse una escasa linealidad del conjunto.

Proceder igual que en el ejercicio anterior hasta trazar el diagrama cartesiano, anotar las medidas efectuadas y luego continuar según lo indicado en el apartado 2.1.1.

2.3.3 Trazado de la curva característica del fotodiodo

El objetivo de este ejercicio es el de trazar la curva característica del fotodiodo, junto a su acondicionador de señal, al variar la iluminación.

- Realizar el circuito de la figura 2.18 y conectar el Módulo G13 a la Unidad TY13/EV, tal como se muestra en la figura 2.17.
- Situar el interruptor del bloque PHOTODIODE CONDITIONER en la posición A.
- Predisponer el multímetro para medidas de tensión y situar sus terminales entre los bujes 19 y masa.
- *En este caso, aunque se haya generado una corriente del transductor, se prefiere medir la caída que esta corriente provoca sobre la resistencia R7 ya que la corriente misma tiene un valor muy pequeño.*
- Alimentar el Módulo G13 con todas las tensiones requeridas.
- Situar la lámpara a la distancia máxima por medio de la corredera.
- Situar el potenciómetro del bloque SET-POINT en el valor máximo (300 Lux) y el potenciómetro PROPORTIONAL del bloque PID CONTROLLER en el valor máximo.
- Acercar la lámpara a los transductores de iluminación por medio de la corredera y en correspondencia de las subdivisiones marcadas en el panel de la Unidad TY13/EV, leer los valores de resistencia indicados por el multímetro y anotarlos en la tabla 2.2.
- Trazar un gráfico indicando la iluminación en la abscisa y la tensión del cátodo del diodo en las ordenadas, y diseñar unos puntos en correspondencia de las detecciones realizadas.
- Uniendo dichos puntos se obtiene la curva característica del transductor requerida.
- Desconectar el voltímetro del buje 19, situar el interruptor en B y conectar el voltímetro entre el buje 19 y masa.
- Repetir todas las medidas anteriores: en este caso se mide la respuesta del transductor, junto a la del acondicionador de señal.
- Trazar un gráfico indicando la iluminación en la abscisa y la tensión en las ordenadas; luego, diseñar unos puntos en correspondencia de las detecciones realizadas.
- Uniendo dichos puntos se obtiene la curva característica del transductor, junto a la de su acondicionador de señal.
- Compárense cualitativamente los dos gráficos.

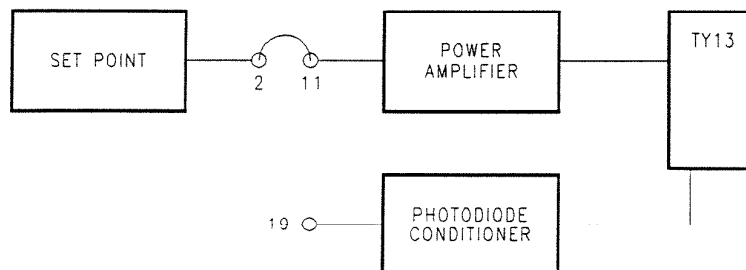


Figura 2.18

LUX	Vout (19)	Vout (22)
1.200		
830		
612		
370		
300		
208		
117		
75		

Tabla 2.2

2.3.4 Determinación de la linealidad del fotodiodo

El objetivo de este ejercicio es la determinación de la linealidad del sistema compuesto por el fotodiodo y el acondicionador de señal correspondiente.

Proceder igual que en el ejercicio anterior hasta trazar el diagrama cartesiano, anotar las medidas efectuadas y luego continuar según lo indicado en el apartado 2.1.1.

2.3.5 Trazado de la curva característica del fototransistor

El objetivo de este ejercicio es el trazado de la curva característica del fototransistor al variar la iluminación.

- Realizar el circuito de la figura 2.19 y conectar el Módulo G13 a la Unidad TY13/EV, tal como se muestra en la figura 2.17.
- Situar el interruptor del bloque PHOTOTRANSISTOR CONDITIONER en la posición A.
- Predisponer el multímetro para medidas de corriente y situar sus terminales entre el buje 23 y el buje conectado a masa.
- Alimentar el Módulo G13 con todas las tensiones requeridas.
- Situar la lámpara a la distancia máxima por medio de la corredera.
- Situar el potenciómetro del bloque SET-POINT en el valor máximo (300 Lux) y el potenciómetro PROPORTIONAL del bloque PID CONTROLLER en el valor máximo.
- Acercar la lámpara a los transductores de iluminación por medio de la corredera y en correspondencia de las subdivisiones marcadas en el panel de la Unidad TY13/EV, leer los valores de corriente indicados por el multímetro y anotarlos en la tabla 2.3.
- Trazar un gráfico indicando la iluminación en la abscisa y la corriente en las ordenadas; luego, diseñar unos puntos en correspondencia de las detecciones realizadas.
- Uniendo dichos puntos se obtiene la curva característica del transductor.
- Desconectar el multímetro de el buje 23 y el buje conectado a masa, situar el interruptor en B y conectar el multímetro, seleccionado como voltímetro para tensiones continuas, entre el buje 28 y el buje conectado a masa.
- Repetir todas las medidas anteriores: en este caso se mide la respuesta del transductor, junto a la del acondicionador de señal.
- Trazar un gráfico indicando la iluminación en la abscisa y la tensión en las ordenadas; luego, diseñar unos puntos en correspondencia de las detecciones realizadas.

2. TRANSDUCTORES DE ILUMINACIÓN

- Uniendo dichos puntos se obtiene la curva característica del transductor, junto a la de su acondicionador de señal.
- Compárense cualitativamente los dos gráficos.

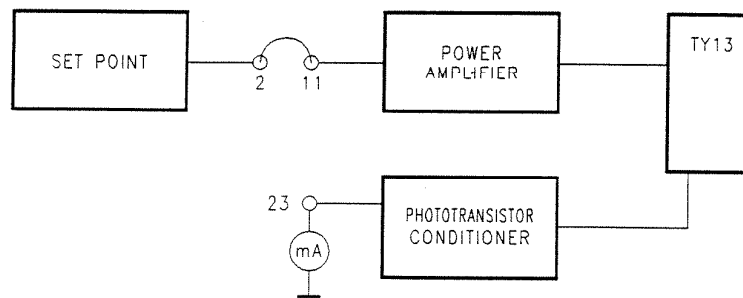


Figura 2.19

LUX	AMPERIOS (μ A)	VOLTIOS
1.200		
830		
612		
370		
300		
208		
117		
75		

Tabla 2.3

2.3.6 Determinación de la linealidad del fototransistor

El objetivo de este ejercicio es la determinación de la linealidad del sistema compuesto por el fototransistor y el acondicionador de señal correspondiente.

Proceder igual que el ejercicio anterior hasta el trazado del diagrama cartesiano y anotar algunas de las medidas efectuadas; luego, continuar según lo indicado en el apartado 2.1.1.

3. EL CONTROL AUTOMÁTICO

3.1 GENERALIDADES

Antes de encarar la explicación del control de iluminación, se dará un resumen de los conceptos fundamentales de Control Automático requeridos para la comprensión del control mismo.

Desde ahora se aclara que en este manual no se realizará un tratado sobre la Teoría de los Controles Automáticos, sino que se analizarán sólo las nociones de dicha teoría necesarias para la explicación de los controles de procesos.

Por "**PROCESO FÍSICO**" o simplemente "**PROCESO**" se entiende un conjunto de transformaciones físicas y/o de transmisiones de materia y/o de energía.

Ejemplos de procesos industriales pueden ser: la refinación del petróleo, la laminación de los metales, la producción de vapor, etc.; estos procesos complejos están constituidos por procesos más elementales y en este manual se hace referencia a éstos últimos.

De hecho, la teoría de los Controles Automáticos demuestra que a partir del conocimiento de cada una de las partes del sistema es posible conocer el sistema global.

Por "**CONTROL**" se entiende el conjunto de las acciones llevadas a cabo para gobernar un proceso, al objeto de que asuma la marcha deseada.

Por "**CONTROL AUTOMÁTICO**" se entiende el conjunto de las acciones de control llevadas a cabo sin la intervención del hombre. Estas acciones serán realizadas por los dispositivos que forman el "**SISTEMA DE CONTROL**".

En un control manual la acción llevada a cabo por el hombre varía continuamente en base al resultado suministrado por la comparación entre la información correspondiente al valor de la magnitud controlada y la información correspondiente al valor prescrito para dicha magnitud; en cambio, en el control automático el sistema es capaz de gobernar por sí mismo las variables de la acción de control, al objeto de anular la diferencia entre el valor asumido por la magnitud controlada y el prescrito para la misma.

Por "**ENTRADA**" o "**SET-POINT**" se entiende la estimulación (o excitación) aplicada al sistema de control. La misma representa el comportamiento ideal de la salida del proceso.

La "**SALIDA**" del proceso es la variable del proceso que se desea controlar.

Por "**SISTEMA**" se entiende el conjunto formado por el proceso y el sistema de control.

3.1.1 Esquema de bloques

En el estudio de los sistemas de control resulta útil describir gráficamente la interacción de los distintos componentes, al objeto de poner de manifiesto los flujos de las informaciones transmitidas y las acciones de cada variable del proceso sobre las demás.

Esta técnica de representación gráfica se denomina "ESQUEMA DE BLOQUES FUNCIONALES".

En la figura 3.1 se muestra un bloque funcional con segmentos orientados de entrada y de salida que representan el flujo de las informaciones.

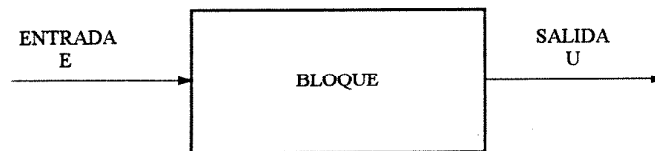


Figura 3.1

Para caracterizar un bloque no es necesario describir su composición constructiva, sino que es suficiente definir sólo la salida en función de la entrada.

El mejor modo para hacer esto es utilizar la "**Función de Transferencia**", que, en vía totalmente genérica, se puede expresar de la manera siguiente:

$$F = \frac{U}{E}$$

donde E es la señal de entrada (en la variable s, véase la transformada de Laplace) y U es la señal de salida (siempre en la variable s).

Las operaciones de suma y sustracción se representan por medio de nudos sumadores y sustractores; los mismos se representan mediante círculos con apropiados signos "+" y "-" asociados a las flechas entrantes y salientes del círculo (fig. 3.2).

Un sumador puede tener un número cualquiera de entradas.

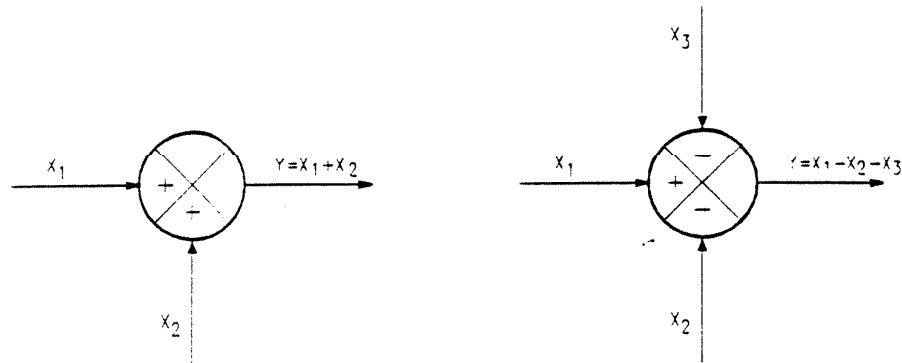


Figura 3.2

Para enviar la misma señal a la entrada de varios bloques o sumadores, se utiliza el punto de derivación (fig. 3.3).

A partir de una primera representación por bloques del sistema, es posible sustituir dos o más bloques elementales por un único bloque cuya función de transferencia corresponderá a la combinación de las funciones de transferencia de cada bloque, y llegar así a representar también todo el sistema con un único bloque.

Las reglas que permiten la ejecución de estas operaciones se reúnen bajo la denominación de "álgebra de los esquemas por bloques".

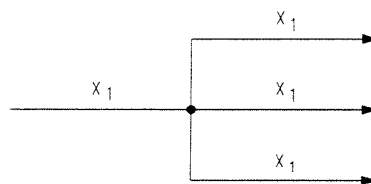


Figura 3.3

3.1.2 Subdivisión de los sistemas de control

Los sistemas de control se clasifican en dos categorías generales, y precisamente:

- **Sistemas de Lazo Abierto**
- **Sistemas de Lazo cerrado o Realimentados**

Un sistema de lazo abierto se caracteriza por el hecho de que la acción de control es independiente de la salida; en cambio, en los sistemas de lazo cerrado la acción de control depende de alguna manera de la salida.

De hecho, es la señal de error entre el valor de la magnitud controlada y el valor de la magnitud de referencia que da origen a una acción, cuyo objetivo final es la anulación de dicho error.

El esquema de bloques de un genérico sistema de control con realimentación negativa se muestra en la figura 3.4.

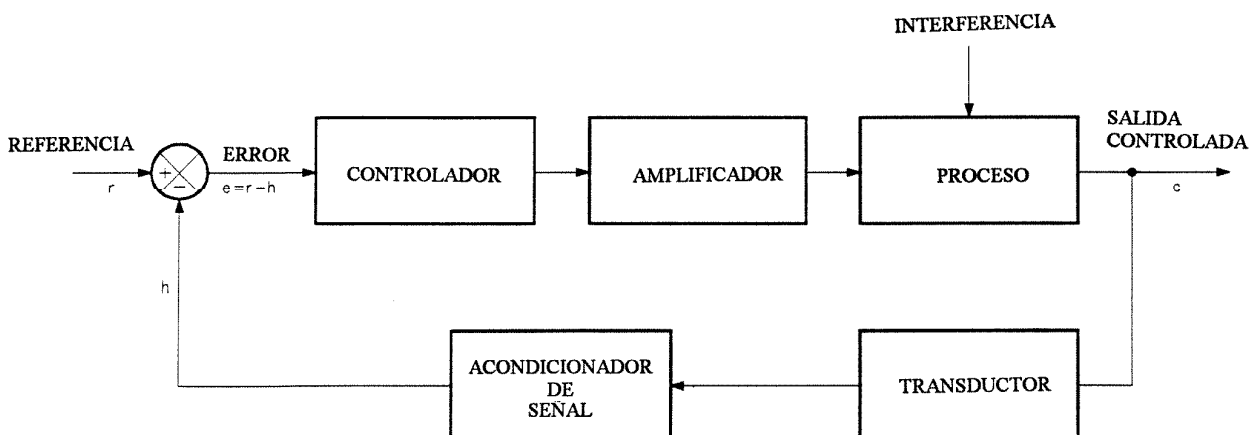


Figura 3.4

El significado de los bloques y de las señales es el siguiente:

- **Controlador:** está constituido por el conjunto de los dispositivos requeridos para generar la señal de control a aplicar al amplificador y por consiguiente al proceso.
- **Transductor y Acondicionador de Señal:** son los dispositivos que convierten la magnitud física controlada de la salida en una magnitud homogénea con el Set-Point.
- **Señal de Error:** es la señal obtenida a través de la diferencia entre la señal de Set-Point y la señal de realimentación suministrada por el Acondicionador de Señal.
- **Interferencia:** es una señal (de entrada) indeseada que modifica el valor de la salida.

Las **ventajas fundamentales** de los sistemas de control de lazo cerrado respecto a los sistemas de lazo abierto y que justifican la utilización del control de lazo cerrado, se pueden resumir de la manera siguiente:

- **Menor sensibilidad a las variaciones paramétricas**
- **Menores efectos de las magnitudes perturbadoras**

La importancia de estas dos ventajas resulta ulteriormente aclarada por el hecho de que las variaciones paramétricas y las interferencias generalmente tienen carácter aleatorio; es decir, son imprevisibles.

3.1.3 Forma canónica de los sistemas realimentados

Considérese el sistema realimentado cuyo esquema de bloques se muestra en la figura 3.5. Esta configuración se denomina "**Forma Canónica**" de un sistema de control realimentado. Un sistema realimentado cualquiera (de cualquier complejidad) se puede reducir a la forma canónica.

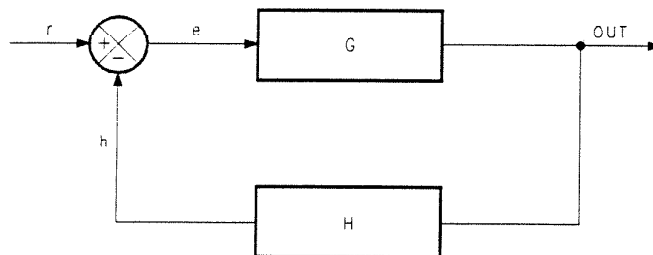


Figura 3.5

3.1.4 Sistemas lineales - Ecuaciones diferenciales

Un sistema analógico se denomina LINEAL (por lo tanto describible por una ecuación diferencial lineal) si cumple la propiedad siguiente: si una entrada $X_1(t)$ genera una salida $Y_1(t)$ y una entrada $X_2(t)$ genera una salida $Y_2(t)$, entonces una entrada $C_1 \cdot X_1(t) + C_2 \cdot X_2(t)$ genera una salida $C_1 \cdot Y_1(t) + C_2 \cdot Y_2(t)$ para cada pareja de entradas $X_1(t)$ y $X_2(t)$ y para cada pareja de constantes reales C_1 y C_2 .

En otras palabras, el concepto de linealidad se puede representar mediante el principio de superposición de los efectos.

En la realidad ningún sistema físico se puede describir exactamente mediante una ecuación diferencial lineal de coeficientes constantes; sin embargo, muchos sistemas pueden ser aproximados por dichas ecuaciones, si bien en dominios limitados.

La solución de una ecuación diferencial lineal de coeficientes constantes constituye la respuesta del sistema descrito.

La ecuación se puede subdividir en dos partes:

- **respuesta libre**
- **respuesta forzada**

Por respuesta libre se entiende la solución de la ecuación diferencial cuando la variable de entrada es idénticamente nula.

Por respuesta forzada se entiende la solución de la ecuación diferencial cuando todas las condiciones iniciales son nulas y se aplica la función de entrada.

La suma de estas dos ecuaciones constituye la **respuesta total** del sistema.

La respuesta total puede ser considerada también como suma de dos respuestas particulares y, precisamente:

- **respuesta en régimen transitorio**
- **respuesta en régimen permanente**

Estas dos respuestas a menudo se utilizan para especificar las características del sistema y tienen la ventaja de ser extraídas no por vía matemática sino por vía experimental, con funciones canónicas de entrada específicas.

3.1.5 La transformada de Laplace

A menudo, para resolver problemas de diseño de procesos, se utiliza la técnica de sustituir funciones de variable real (generalmente el tiempo) con representaciones o funciones dependientes de la frecuencia.

La Transformada de Laplace constituye una de estas técnicas. La misma pone en relación las funciones del tiempo con las funciones de variable compleja, en la cual la parte imaginaria de dicha variable es la frecuencia.

En particular, el uso de esta técnica matemática resulta muy útil para resolver las ecuaciones diferenciales lineales de coeficientes constantes.

Tras haber resuelto el problema en términos de función de variable compleja, es preciso retornar al dominio del tiempo con una transformación inversa (Antitransformada de Laplace).

3.1.6 Funciones Canónicas

En el estudio de los sistemas de control principalmente se utilizan las funciones canónicas siguientes:

- **función de impulso unitario**
- **función de escalón unitario**
- **función de rampa unitaria**

Cada una de estas funciones está ligada a las demás por una o más integraciones o derivaciones. Estas funciones asumen importancia por el hecho de que la respuesta del proceso obtenida con estas entradas suministra las indicaciones útiles para la determinación de las características del sistema mismo.

En particular, las características obtenibles son:

- **Sensibilidad**
- **Precisión**
- **Velocidad de respuesta**
- **Estabilidad**

3.1.7 Sensibilidad de un sistema de control

La sensibilidad se define como la variación más pequeña de la magnitud de referencia que provoca variaciones sobre la magnitud de salida o también como el error más pequeño que da lugar a una acción de control.

3.1.8 Precisión de un sistema de control

La precisión indica la aproximación con la cual la magnitud controlada es mantenida en el valor de referencia.

La diferencia entre el valor de referencia y el valor efectivo de la magnitud controlada se define **error**.

La precisión y los errores se pueden medir tanto en régimen estático como en régimen transitorio; en el primer caso tendremos el error estático, mientras que en el segundo caso tendremos el error dinámico.

3.1.9 Velocidad de respuesta - Tiempo de respuesta

La velocidad de respuesta representa la rapidez del sistema en alcanzar una nueva posición de equilibrio; la misma depende de las constantes de tiempo, o sea de los retardos introducidos por los distintos elementos que constituyen el sistema.

De manera similar se define "Tiempo de Respuesta" como el tiempo requerido para alcanzar la posición de equilibrio.

El tiempo de respuesta se puede medir de dos maneras diferentes, tal como se muestra en la figura fig. 3.6. Si no se especifica de manera diferente, se hace referencia al primer modo.

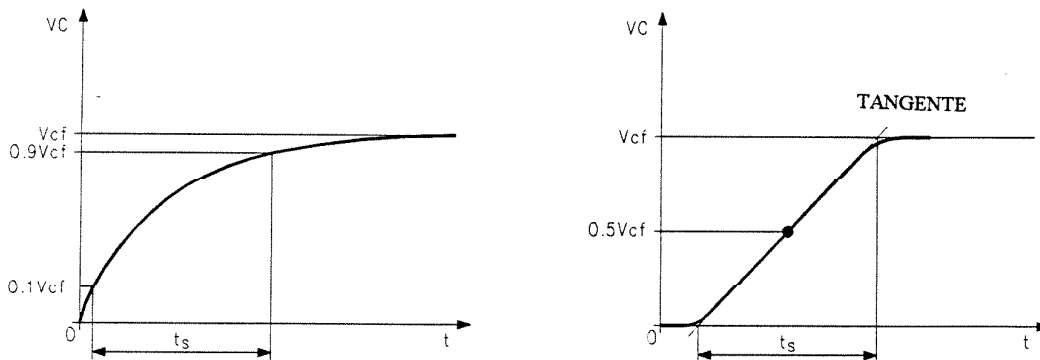


Figura 3.6

3.1.10 Estabilidad de un sistema de control

La estabilidad indica la capacidad del sistema de alcanzar la posición de equilibrio con una marcha aperiódica u oscilatoria amortiguada.

En cambio, si se establecen oscilaciones de amplitud permanente o incluso creciente, el sistema se dice inestable.

El fenómeno de la inestabilidad se verifica debido a la presencia de elementos de retardo: lo cual da lugar a fenómenos de sobreelongación que pueden precisamente generar oscilaciones permanentes.

En la figura 3.7 se muestran las marchas de tres tipos de transitorio: aperiódica, periódica amortiguada y periódica permanente.

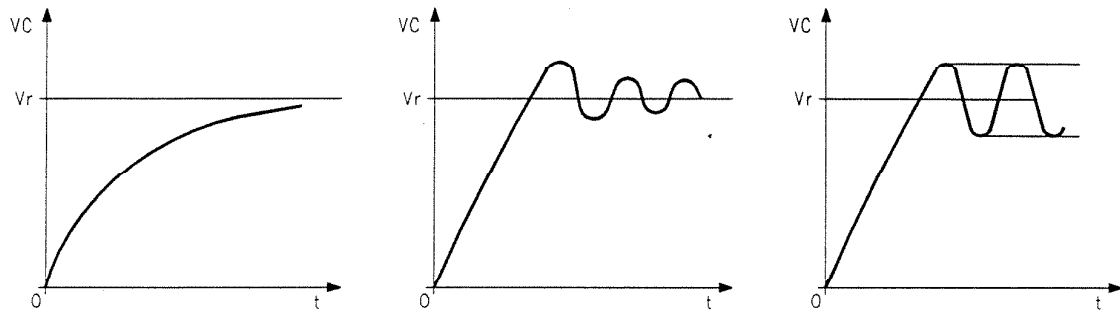


Figura 3.7

En el caso de estar en presencia de oscilaciones amortiguadas, es preciso conocer el valor máximo alcanzado por la magnitud controlada durante el transitorio (V_{cm}) y su relación respecto al valor con transitorio agotado ($V_{c\infty}$) (fig. 3.8).

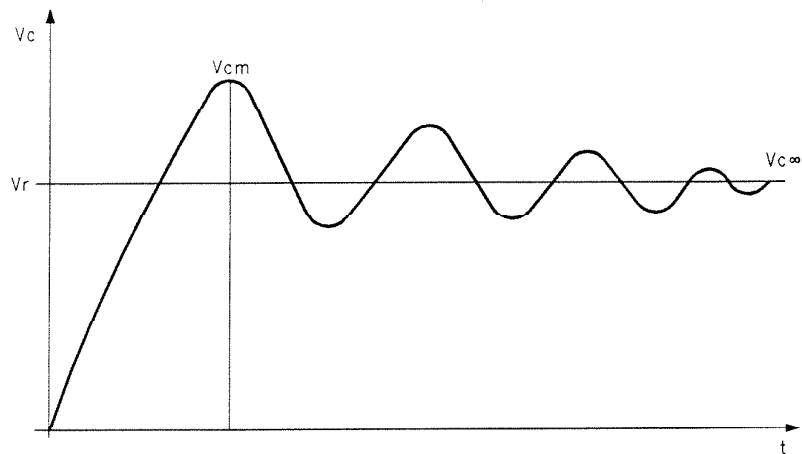


Figura 3.8

Se define sobreelongación la relación siguiente:

$$Se = \frac{V_{cm} - V_{c\infty}}{V_{c\infty}}$$

3.1.11 Análisis de los sistemas de control

El objetivo principal en el análisis de un sistema de control realimentado es la determinación de las características siguientes:

- **la respuesta al transitorio**
- **la respuesta de régimen permanente**
- **el grado de estabilidad**

Generalmente no es suficiente saber si un sistema es estable; es preciso también determinar la estabilidad relativa, o sea "cuánto" dicho sistema es estable.

La estabilidad relativa, por otro lado, está bien correlacionada con la respuesta transitoria del sistema, razón por la cual la respuesta transitoria asume un rol fundamental en el análisis de las características globales del sistema mismo.

Ya que en el dominio del tiempo es más bien difícil estudiar (es decir, resolver directamente la ecuación diferencial) sistemas de magnitud superior al segundo, existen diversos **MÉTODOS GRÁFICOS** que permiten el análisis de los sistemas de control realimentados, que son:

- El lugar de las raíces (estudio en el dominio de s)
- El diagrama de Bode (estudio en el dominio de w)
- El diagrama de Nyquist (estudio en el dominio de w)
- La carta de Nichols (estudio en el dominio de w)

3.2 DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

En relación al diseño del sistema de control, el objetivo principal es el de obtener las especificaciones de comportamiento deseadas en términos de velocidad de respuesta, precisión y estabilidad.

Éstas últimas se pueden enunciar de dos maneras diferentes, y precisamente:

- **especificaciones en el dominio de la frecuencia**
- **especificaciones en el dominio del tiempo**

Las especificaciones en el dominio de la frecuencia normalmente se presentan en los términos siguientes:

- a) margen de ganancia
- b) margen de fase
- c) ancho de banda
- d) cut-off rate
- e) amplitud del pico de resonancia
- f) frecuencia de resonancia

Las especificaciones en el dominio del tiempo normalmente se definen en términos de respuesta al escalón unitario. Ésta última tendrá una componente de régimen permanente y una de régimen transitorio.

La prestación de régimen permanente es un índice de la minuciosidad del sistema, mientras que el comportamiento transitorio proporciona una indicación sobre la velocidad de respuesta y la estabilidad relativa.

Las especificaciones típicas en el dominio del tiempo son:

- a) sobreelongación (overshoot)
- b) tiempo de retardo
- c) tiempo de subida
- d) tiempo de ajuste
- e) constante de tiempo determinante

Para obtener las especificaciones deseadas, considerando que la instalación tiene una función de transferencia cuya difícilmente modificable, en el sistema de control deberá introducirse un bloque apropiado, el "**CONTROLADOR**" (fig. 3.4).

El controlador puede ser de tipo activo (amplificador, integrador, derivador o bien de dos o tres posiciones) y de tipo pasivo (red anticipadora o red retardadora).

Modificando las características de un controlador estándar se pueden obtener las respuestas del proceso deseadas (predisposición del controlador).

Los controladores estándar normalmente utilizados en la industria son de tipo activo y encierran las acciones Proporcional, Integral y Derivativa en parámetros controlables, dando lugar a las acciones que se indican a continuación.

Asimismo, para algunas aplicaciones es suficiente el empleo de un controlador más sencillo de dos posiciones (ON/OFF) para los sistemas unidireccionales o de tres posiciones para los sistemas bidireccionales.

La intervención de un controlador de este último tipo determina la aplicación por pulsos de toda la potencia al actuador, con consecuente marcha "triangular" de la variable controlada.

3.2.1 Acción proporcional (P)

Es la acción introducida por un amplificador/atenuador.

La salida, a parte el coeficiente de multiplicación, es una copia perfecta de la entrada.

En la figura 3.9 se muestra un amplificador/atenuador cuya función de transferencia vale K_p .

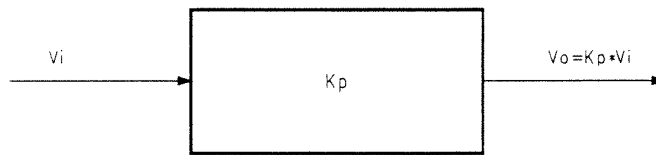


Figura 3.9

3.2.2 Acción integral (I)

Esta acción es introducida por un integrador puro.

La función de transferencia del bloque (fig. 3.10) que realiza la acción integral, vale:

$$W(s) = \frac{K_I}{s} = \frac{1}{\tau_I \cdot s}$$

donde τ_I toma el nombre de "Constante de Tiempo de la Acción Integral".

La salida, relativa a una entrada de escalón, presenta un retardo de tipo lineal.

Después de un tiempo equivalente a la constante de la acción Integral, la salida alcanza el valor de la entrada (fig. 3.11).

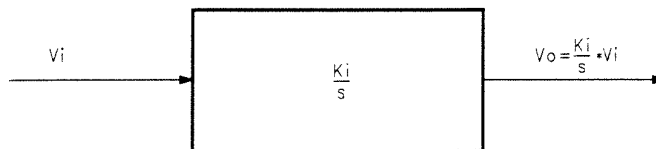


Figura 3.10

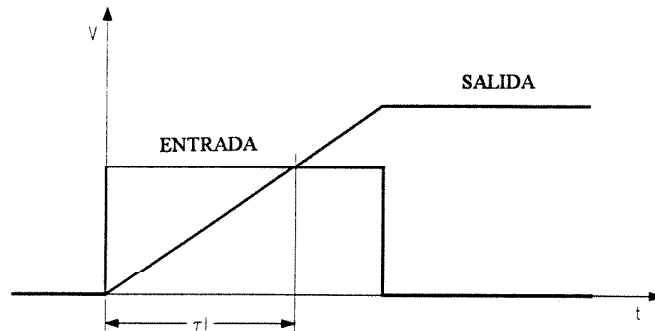


Figura 3.11

Cabe observar que tras haber alcanzado el valor de la entrada, la salida continúa a subir con la misma pendiente, hasta que la entrada se anula.

3.2.3 Acción Derivativa (D)

Es la acción introducida por un derivador puro (fig. 3.12).

La salida, relativa a una entrada de rampa lineal, tiene un valor equivalente al que asumiría la entrada tras un tiempo equivalente a la constante de la acción de derivación.

La función de transferencia vale:

$$W(s) = s \cdot K_D = s \cdot \tau D$$

donde τD toma el nombre de "Constante de Tiempo de la Acción Derivativa" y cuyo significado físico se muestra en la figura 3.13.

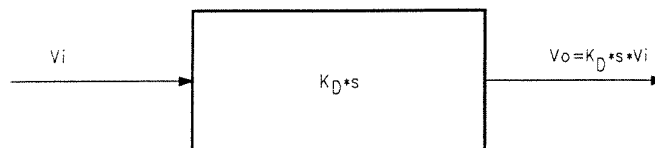


Figura 3.12

Cable observar que el valor de la salida, equivalente al valor que asume la entrada después del tiempo τD , es mantenido hasta que la entrada cambia su pendiente.

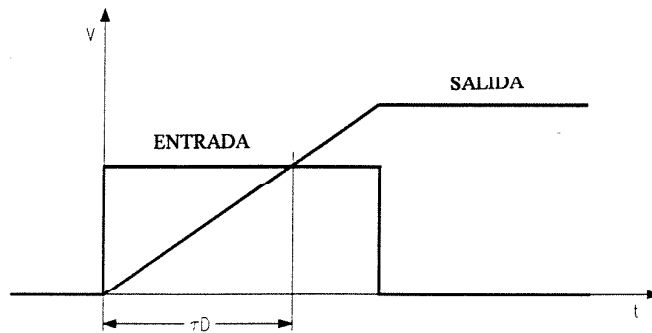


Figura 3.13

3.2.4 Acción combinada PID

Poniendo juntas las acciones proporcional, integral y derivativa, se obtiene un controlador tal como el que se muestra en la figura 3.14.

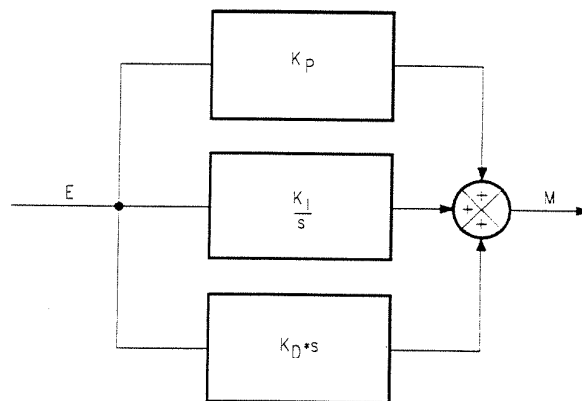


Figura 3.14

La función de transferencia total del controlador vale:

$$W(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D \cdot s$$

$$W(s) = \frac{K_P \cdot s + K_I + K_D \cdot s^2}{s}$$

Como se puede apreciar, la función global del PID está formada por un polo (en el origen) y dos ceros (no en el origen).

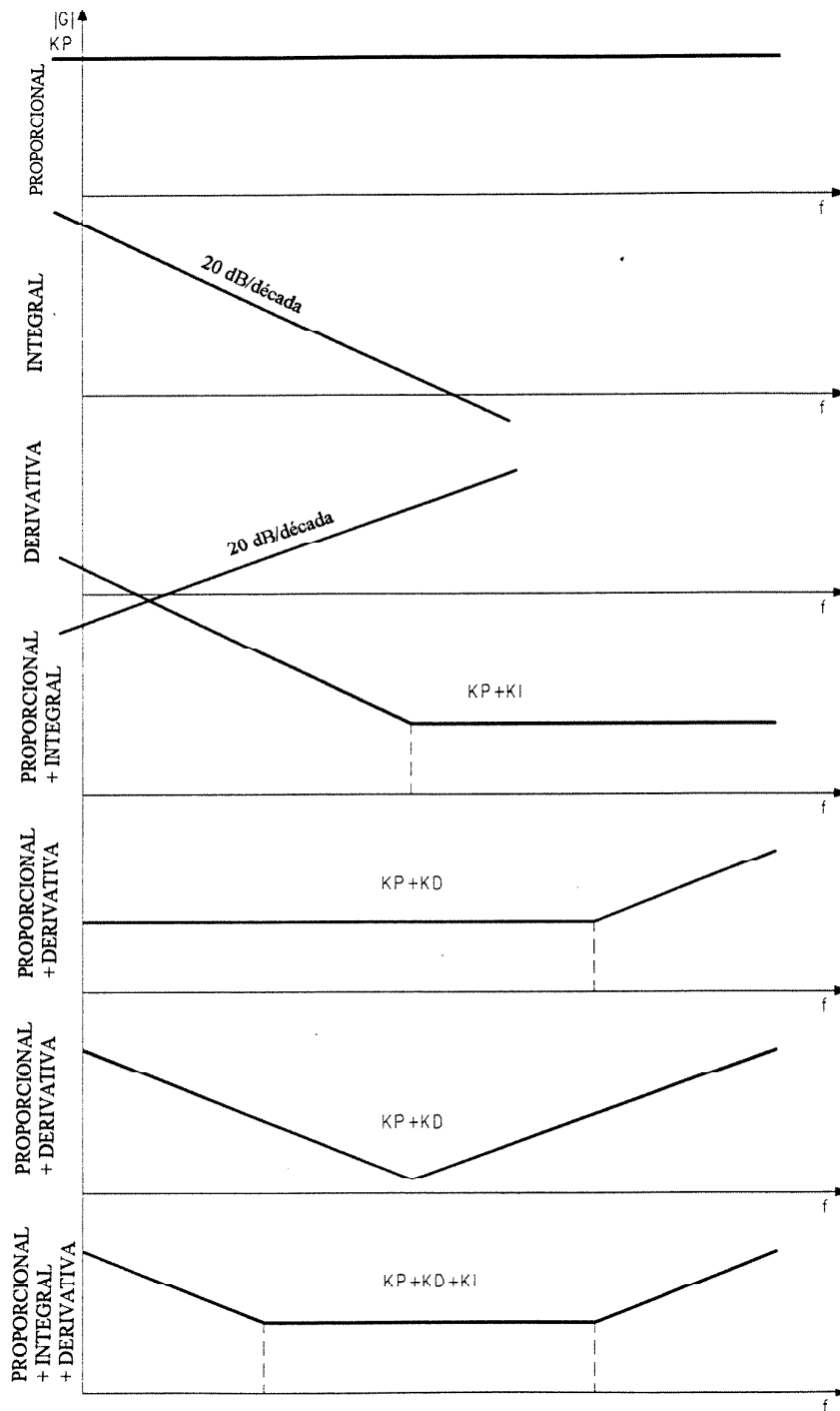


Figura 3.15 - Diagramas de BODE para diversos tipos de controladores

3.3 CONTROLADOR PID

El objetivo del controlador PID es el de "moldear" la marcha del error, al objeto obtener en la salida la marcha deseada para la magnitud física en cuestión.

El esquema de bloques del controlador PID se muestra en la figura 3.16.

El diagrama eléctrico del bloque PROPORTIONAL se muestra en la figura 3.17.

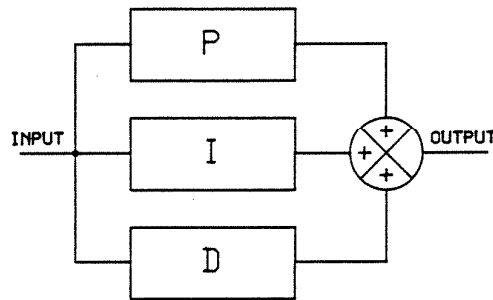


Figura 3.16

Este bloque está formado por un amplificador operacional en conexión inversora, cuya ganancia (constante de proporcionalidad del controlador proporcional) está dada por la relación entre la resistencia formada por la serie de R7 y de P2 con R5.

$$K_p = (R7+P2)/R5$$

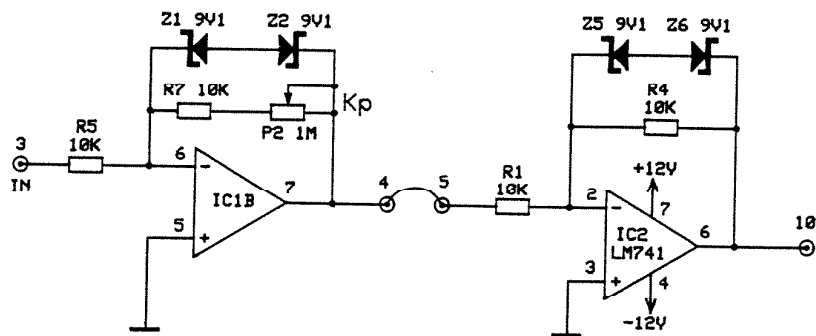


Figura 3.17

La salida del bloque PROPORTIONAL resulta decalada de 180° (amplificador inversor) respecto a la entrada, pero ello no constituye un problema ya que la salida del controlador PID está realizada a través de un sumador inversor que por consiguiente vuelve a llevar la fase a 0°. Los dos diodos Zener Z1 y Z2 tienen la función de impedir que la salida del amplificador operacional se sature; en efecto, cuando la tensión de la salida supera el valor característico del diodo (en nuestro caso 9.1V) la impedancia de éste último desciende limitando el valor de la ganancia del amplificador.

El diagrama eléctrico del bloque INTEGRATIVE se muestra en la figura 3.18.

Este bloque está formado por un amplificador operacional conectado como integrador puro, cuya constante de tiempo está dada por el valor de la serie de R6 y P1 multiplicada por C2; por lo tanto, variando P1 resulta posible variar la constante de tiempo de la acción integral. Por lo que se refiere a la relación de fase entre entrada y salida, valen las mismas consideraciones mencionadas para el bloque proporcional.

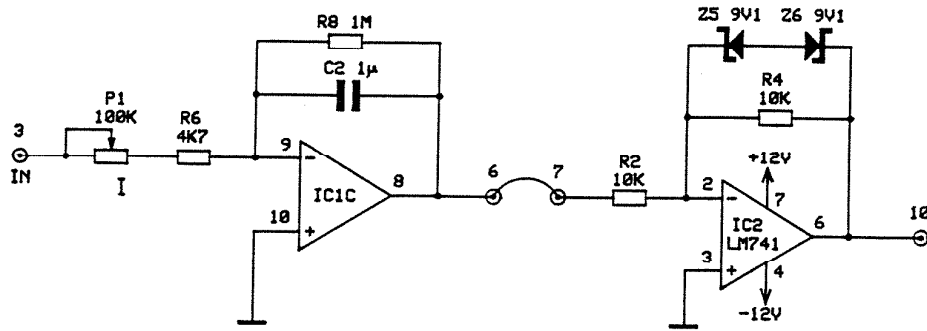


Figura 3.18

El diagrama eléctrico del bloque DERIVATIVE se muestra en la figura 3.19.

Este bloque está formado por un amplificador operacional conectado como derivador, cuya constante de tiempo está dada por el valor de la serie de R8 y P3 multiplicada por C1; por lo tanto, variando P3 es posible variar la constante de tiempo de la acción derivativa.

El condensador C3 tiene la función de reducir la influencia de las interferencias de alta frecuencia, que en el caso del derivador resultan particularmente intensificadas.

Por lo que se refiere a la relación de fase entre entrada y salida, valen las mismas consideraciones mencionadas para el bloque proporcional.

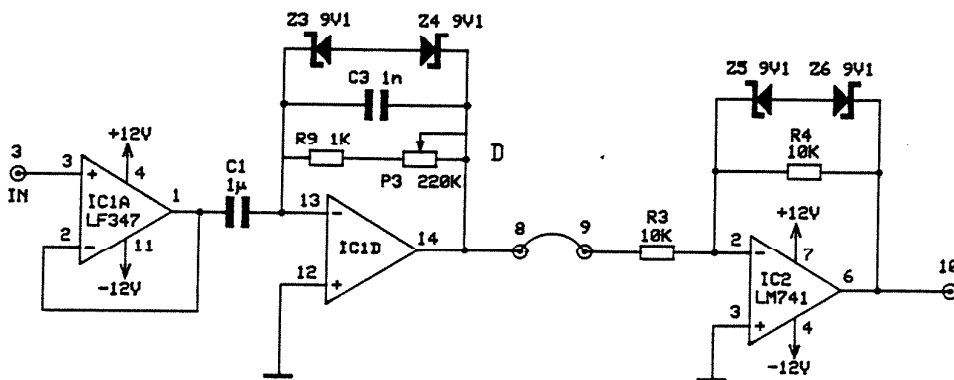


Figura 3.19

3.4 EJERCICIOS

Para llevar a cabo los ejercicios indicados a continuación es preciso disponer de los instrumentos siguientes:

- Generador de funciones
- Osciloscopio de doble trazo

3.4.1 Verificación de la forma de onda de la tensión de salida de un controlador proporcional y medida de la constante de proporcionalidad

- Realizar el circuito que se muestra en la figura 3.20.
- Alimentar el módulo sólo con las tensiones ± 12 Vcc.
- Aplicar una señal de onda cuadrada de frecuencia 100 Hz, amplitud 100 mV y valor medio nulo entre el punto 10 y masa.
- Conectar una sonda del osciloscopio al punto 10 y sincronizar el instrumento en esta señal.
- Conectar la otra sonda del osciloscopio al punto 17.
- Predisponer, por medio de la perilla del potenciómetro "PROPORTIONAL", la ganancia del amplificador IC1 en el valor mínimo.
- Comparar la forma de onda de la tensión de salida con la de entrada.
- Calcular el decalado entre la señal de entrada y la de salida.
- Calcular la constante de proporcionalidad K_p del controlador proporcional (K_p está dada por la relación entre la amplitud de la tensión de salida y la tensión de entrada).
- Variar, por medio de la perilla del potenciómetro "PROPORTIONAL", la amplificación del amplificador IC1 y controlar cómo varía la tensión de salida y K_p .
- Variar la forma de onda de la señal de entrada de cuadrada a sinusoidal y luego a triangular, y observar la reacción del controlador proporcional a este tipo de señales.

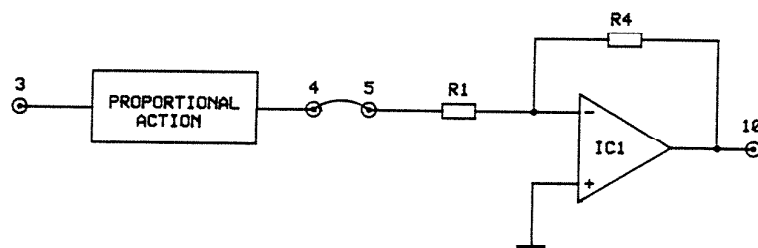


Figura 3.20

3.4.2 Verificación de la forma de onda de la tensión de salida de un controlador de acción integral y medida de la constante de tiempo

- Realizar el circuito que se muestra en la figura 3.21.
- Alimentar el módulo sólo con las tensiones ± 12 Vcc.
- Aplicar al punto 10 una señal de onda cuadrada de frecuencia 100 Hz, amplitud 2 voltios y valor medio nulo.
- Conectar una sonda del osciloscopio al punto 10 y sincronizar el instrumento en esta señal.
- Conectar la otra sonda del osciloscopio al punto 17.
- Predisponer, por medio de la perilla del potenciómetro "INTEGRATIVE", la constante de tiempo del integrador en el valor mínimo.
- Comparar la forma de onda de la tensión de salida con la de entrada y explicar lo observado.
- Calcular la constante de tiempo teórica K_I del controlador de acción integral obtenida por medio de los valores de los componentes indicados en la figura 3.18.
- Calcular con el osciloscopio la constante de tiempo K_I del controlador de acción integral (K_I es el tiempo requerido por la salida para alcanzar el valor de la señal de entrada).
- Variar, por medio de la perilla del potenciómetro "INTEGRATIVE", la constante de tiempo y controlar cómo varía la tensión de salida y K_I .
- Cambiar la frecuencia de la señal de entrada y controlar cómo varía la señal de salida.
- Aplicar ahora una señal de forma de onda sinusoidal de frecuencia 100 Hz, amplitud 2 Vpp y valor medio nulo.
- Controlar cómo la señal de salida es la integral de la señal de entrada y cómo, mediante el uso de la perilla del potenciómetro, interviene la variación de la constante de tiempo en esta señal.

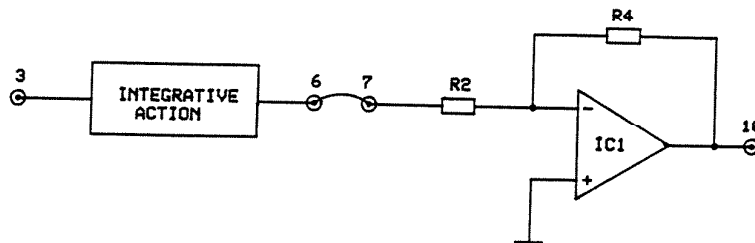


Figura 3.21

3.4.3 Verificación de la forma de onda de la tensión de salida de un controlador de acción derivativa y medida de la constante de tiempo

- Realizar el circuito que se muestra en la figura 3.22.
- Alimentar el módulo sólo con las tensiones ± 12 Vcc (suprimir la alimentación de +30 Vcc).
- Aplicar al punto 10 una señal de onda triangular de frecuencia 100 Hz, amplitud 0.5 voltios y valor medio nulo.
- Conectar una sonda del osciloscopio al punto 10 y sincronizar el instrumento en esta señal.
- Conectar la otra sonda del osciloscopio al punto 17.
- Predisponer, por medio de la perilla del potenciómetro "DERIVATIVE", la constante de tiempo del derivador en el valor mínimo.
- Comparar la forma de onda de la tensión de salida con la de entrada y explicar lo observado.
- Calcular la constante de tiempo teórica KD del controlador de acción derivativa obtenida por medio de los valores de los componentes indicados en la figura 3.19.
- Calcular con el osciloscopio la constante de tiempo KD del controlador de acción derivativa (KD es el tiempo requerido por la entrada para alcanzar el valor de la señal de salida).
- Variar, por medio de la perilla del potenciómetro "DERIVATIVE", la constante de tiempo y controlar cómo varía la tensión de salida y KD.
- Cambiar la frecuencia de la señal de entrada y controlar cómo varía la señal de salida.
- Aplicar ahora una señal de forma de onda sinusoidal de frecuencia 100 Hz, amplitud 2 Vpp y valor medio nulo.
- Controlar cómo la señal de salida sea la derivada de la señal de entrada y cómo, por medio del uso de la perilla del potenciómetro, intervenga la variación de la constante de tiempo en esta señal.

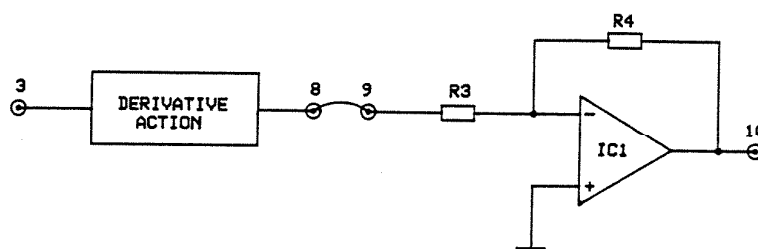


Figura 3.22

3.4.4 Verificación de la forma de onda de la tensión de salida de un controlador de acción proporcional-integral

- Realizar el circuito que se muestra en la figura 3.23.
- Aplicar al punto 10 una señal de onda cuadrada de frecuencia 50 Hz, amplitud 2 voltios y valor medio nulo.
- Conectar una sonda del osciloscopio al punto 10 y sincronizar el instrumento en esta señal.
- Conectar la otra sonda del osciloscopio al punto 17.
- Predisponer, por medio de la perilla del potenciómetro "PROPORTIONAL", la constante de proporcionalidad K_p en el valor mínimo.
- Predisponer, por medio de la perilla del potenciómetro "INTEGRATIVE", la constante de tiempo del integrador en el valor mínimo.
- Comparar la forma de onda de la tensión de salida con la de entrada y explicar lo observado.
- Variar la constante de tiempo y la de proporcionalidad del valor mínimo al máximo y controlar cómo varía la tensión de salida.
- Cambiar la frecuencia de la tensión de entrada y controlar cómo varía la señal de salida.

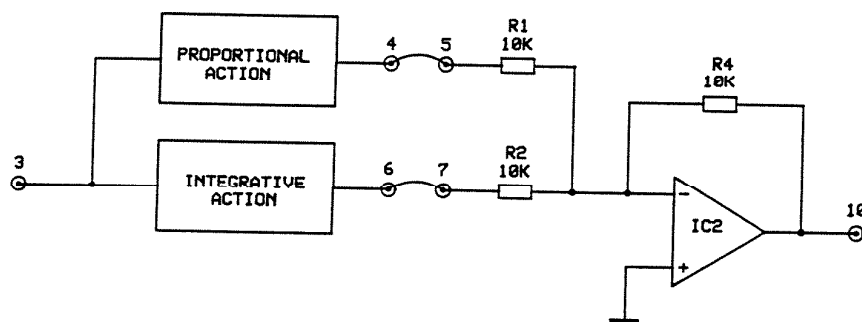


Figura 3.23

3.4.5 Verificación de la forma de onda de la tensión de salida de un controlador de acción PID (proporcional-integral-derivativa)

- Realizar el circuito que se muestra en la figura 3.24.
- Aplicar al punto 10 una señal de onda cuadrada de frecuencia 50 Hz, amplitud 2 V y valor medio nulo.
- Conectar una sonda del osciloscopio al punto 10 y sincronizar el instrumento en esta señal.
- Conectar la otra sonda del osciloscopio al punto 17.
- Predisponer, por medio de la perilla del potenciómetro "PROPORTIONAL", la constante de proporcionalidad K_p en el valor mínimo.
- Predisponer, por medio de la perilla del potenciómetro "INTEGRATIVE", la constante de tiempo del integrador en el valor mínimo.
- Predisponer, por medio de la perilla del potenciómetro "DERIVATIVE", la constante de tiempo del derivador en el valor mínimo.
- Comparar la forma de onda de la tensión de salida con la de entrada y explicar lo observado.
- Variar la constante de tiempo K_I , la K_D y la de proporcionalidad K_p del valor mínimo al máximo y controlar cómo varía la tensión de salida.
- Cambiar la frecuencia de la tensión de entrada y controlar cómo varía la señal de salida.
- Controlar en particular a qué frecuencia tiene mayor peso la acción proporcional, la integral y la derivativa.

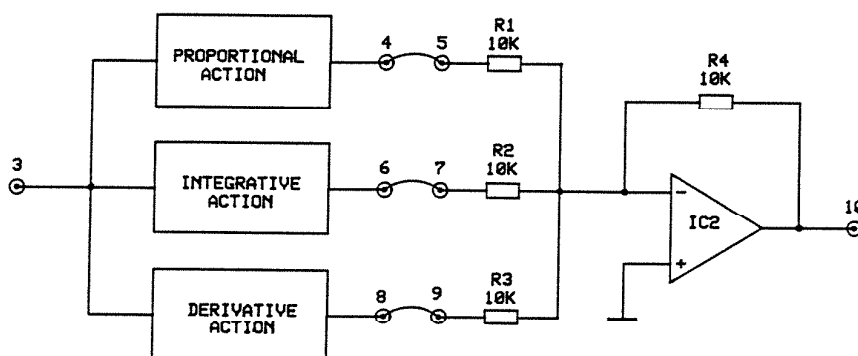


Figura 3.24

4. CONTROL AUTOMÁTICO DE ILUMINACIÓN

4.1 DESCRIPCIÓN ELÉCTRICA DE LOS BLOQUES QUE CONSTITUYEN EL CONTROL

4.1.1 Referencia (SET-POINT)

El bloque SET-POINT tiene la función de suministrar la señal de entrada para todo el módulo. El bloque se realiza por medio del circuito que se muestra en la figura 4.1. El componente electrónico Z1 es una referencia de tensión variable; en efecto, actúa de modo que varíe la tensión del cátodo K (bujé 1) hasta que la tensión del punto REF iguale una tensión de referencia interna al controlador mismo.

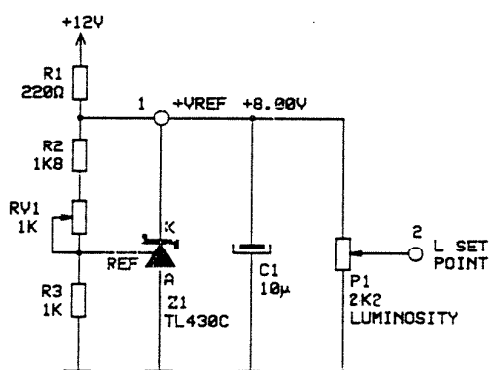
Esta tensión de referencia vale alrededor de 2.7V, mientras que la tensión de REF depende de la tensión del cátodo K y del divisor resistivo formado por R2, R3, RV1.

A través de la acción del trimmer RV1 se varía el valor del divisor hasta alcanzar el valor de tensión deseado en el cátodo.

La resistencia R1 tiene la función de causar la caída de tensión entre la tensión de alimentación (+12Vcc) y la tensión deseada en el cátodo.

Con el potenciómetro P1, ajustable por medio de la perilla LUMINOSITY presente en el módulo, se extrae una parte de la tensión generada por Z1.

Fig. 4.1



Esta tensión constituye la señal de referencia para todo el módulo.

El condensador C1 sirve para filtrar eventuales variaciones de la tensión de entrada o de salida de frecuencia elevada.

4.1.2 Nudo sumador (ERROR AMPLIFIER)

El "ERROR AMPLIFIER " (fig. 4.2) es el bloque que realiza la comparación entre el valor de entrada (set-point) y el valor alcanzado por la magnitud de salida.

Está constituido por un amplificador operacional en configuración diferencial, cuya salida está dada (ya que $R4/R1=R3/R2$) por la diferencia entre las señales presentes en las dos entradas multiplicada por la relación $R4/R1$.

El trimmer RV1 tiene la función de poner a cero la tensión de offset del amplificador operacional.

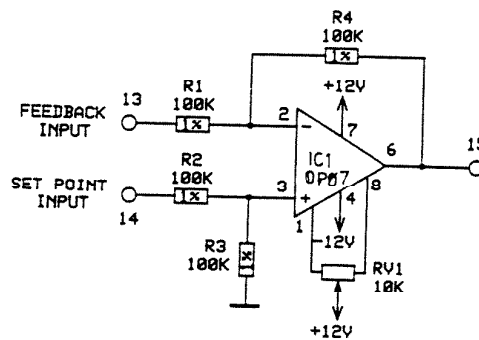


Figura 4.2

4.1.3 Controlador PID (PID CONTROLLER)

El Controlador PID ya se analizó en el apartado 3.3.

4.1.4 Amplificador de potencia (POWER AMPLIFIER)

El amplificador de potencia tiene la función de extraer la señal de salida del controlador PID, adaptar su amplitud al alcance del actuador y sobre todo amplificar su potencia de modo que pueda aplicarse al actuador mismo.

El esquema del POWER AMPLIFIER insertado en el Módulo G13 se muestra en la figura 4.3.

El actuador en cuestión (la lámpara de incandescencia de la Unidad TY13/EV) tiene un alcance de 24Vcc, mientras que el controlador PID tiene un alcance de 8Vcc: para que exista proporción entre las dos señales, la ganancia en tensión del amplificador de potencia tiene que ser 3.

El amplificador operacional IC2 está conectado en conexión inversora. En este caso su ganancia de tensión está dada por:

$$G = -R_f/R_i$$

donde R_f es la resistencia de realimentación (resistencia entre la salida y la entrada inversora) y R_i es la resistencia conectada entre la entrada y el pin inversor.

En nuestro caso resultará:

$$G = -R_4/R_3 = -100K/33K \approx -3$$

La explicación del circuito total conlleva el análisis del funcionamiento de los dos transistores; en particular, el amplificador operacional varía su salida hasta que la tensión del punto 12 iguale el valor en la entrada (bujé 6) multiplicada por la ganancia del amplificador mismo.

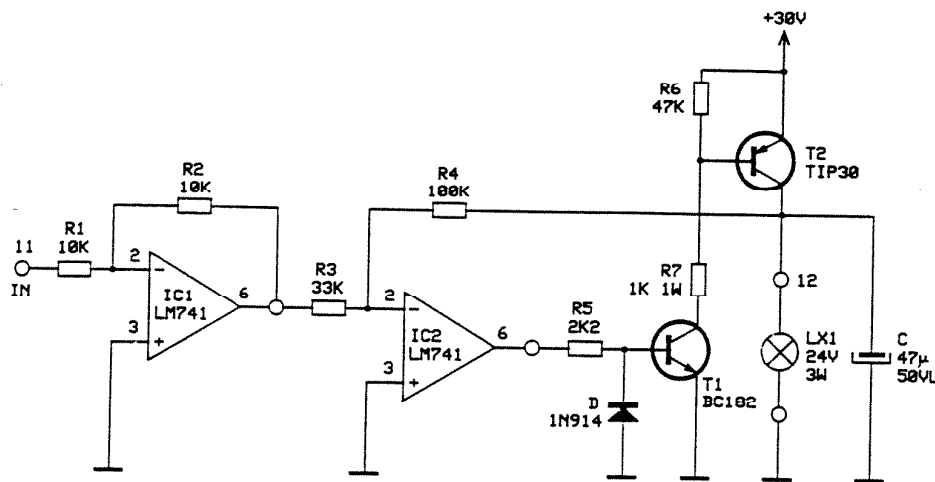


Figura 4.3

Aumentando la tensión del punto 6, aumenta también la corriente entrante en la base de T1 y proporcionalmente aumenta la corriente de colector. Este hecho conlleva una disminución de la tensión aplicada en la base de T2 y por consiguiente un aumento de la corriente de colector de T2 que determina la tensión del punto 12.

El condensador C1 tiene la función de estabilizar el sistema evitando oscilaciones. Las resistencias R6 y R7 tienen la función de polarizar T2, mientras que el diodo D1 limita la tensión negativa a la que se puede someter la base de T1 (sobre todo durante transitorios, tras el encendido, por variaciones de la corriente absorbida por la lámpara, etc.).

4.2 CONTROL CON CONTROLADOR DE TIPO P

Con este tipo de controlador la señal de salida es proporcional a la señal de entrada: lo que se puede variar en este controlador es la constante de proporcionalidad.

Lo dicho anteriormente vale sólo si el controlador es ideal; con controlador real, si la señal de entrada es demasiado grande o el factor de proporcionalidad es demasiado grande, se encara el fenómeno de la saturación y por lo tanto un comportamiento no lineal.

Resulta claro por lo tanto que el comportamiento es de tipo lineal sólo para una limitada banda de valores de entrada (banda proporcional).

Hágase referencia a la figura 4.4.

La señal de error, obtenida a través de la comparación entre la señal suministrada por el acondicionador de señal del transductor y la señal de referencia, se amplifica por un factor K_P .

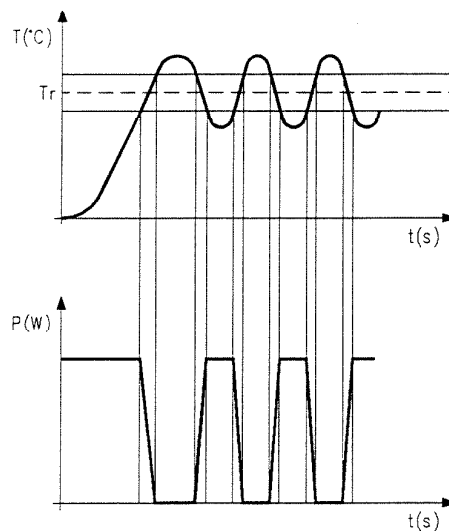


Figura 4.4

Fuera de la banda proporcional el controlador determina un suministro de potencia del tipo ON/OFF, o sea se aplica al actuador toda la potencia disponible o bien ninguna (en esta zona se sale del comportamiento proporcional), mientras que en el interior la potencia se modula.

Tras haber alcanzado el régimen (acabados los transitorios), la potencia suministrada por el amplificador al actuador depende de la potencia suministrada a la carga y del rendimiento del actuador.

Cabe observar que para este controlador el error jamás es nulo, sino que depende del coeficiente K_P y por lo tanto del valor de la banda proporcional misma. Se puede también decir que un error diferente de cero es necesario para obtener una tensión de salida diferente de cero.

En base a la banda proporcional planteada se obtienen diferentes marchas de la iluminación en función del tiempo.

En la figura 4.5 se pueden apreciar diversas marchas de iluminación con:

- a) Banda proporcional demasiado ancha
- b) Banda proporcional correcta
- c) Banda proporcional demasiado angosta

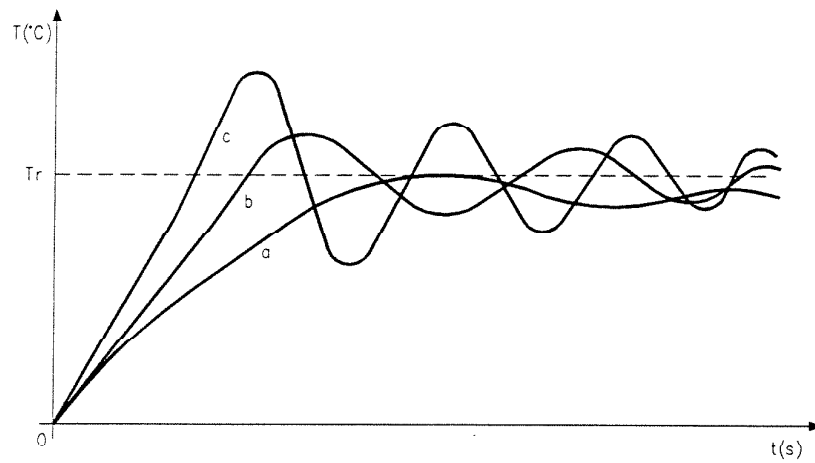


Figura 4.5

4.3 CONTROL CON CONTROLADOR DE TIPO P I y P I D

Ya hemos visto que la principal desventaja del controlador de acción proporcional es la de requerir una tensión de entrada diferente de cero (por lo tanto, un error diferente de cero en sistemas de control de lazo cerrado) para obtener una tensión de salida diferente de cero. Con la acción Integral se puede tener una salida diferente de cero con una entrada nula y por lo tanto se puede reducir a cero el error en condiciones de régimen permanente.

En el controlador de tipo integral la tensión de salida es la integral de la tensión de entrada.

Puede ocurrir que la inercia del sistema sea relevante, por lo que la acción integral introduce decalados que conducen el sistema a la inestabilidad (surgimiento de oscilaciones). Para evitar este problema se pueden unir las acciones proporcional e integrativa.

Si las oscilaciones continúan se activa la acción derivativa, además de la proporcional-integral, de modo de provocar en el sistema un decalado opuesto al determinado por el integrativo.

En el controlador de tipo derivativo la salida es la derivada de la función de entrada y por lo tanto ejerce una influencia elevada sobre las señales que varían rápidamente. Como caso límite con tensión de entrada constante y diferente de cero su salida es nula.

A medida que el proceso evoluciona y tiende al valor de régimen, la acción derivativa decae y es reemplazada por la integral para reducir a cero el error de control respecto al valor de régimen.

4.4 PREDISPOSICIÓN DEL CONTROLADOR

Cuando se conecta un controlador estándar PID a un proceso realimentado, se presenta el problema de determinar los parámetros K_P , K_I y K_D al objeto de obtener la magnitud de salida controlada según las especificaciones de proyecto.

En vía totalmente genérica, para resolver este problema, se tiende a elegir antes que nada el valor de K_P excluyendo las otras dos acciones eventualmente presentes y por lo tanto antes extrayendo los valores de K_I y sucesivamente los de K_D por tentativas sucesivas.

Resultan sin embargo disponibles unos procedimientos extraídos de innumerables pruebas empíricas en los procesos que permiten determinar la predisposición del controlador para una respuesta óptima.

Los procedimientos estándar de predisposición se pueden subdividir en dos grupos, según que la predisposición esté basada:

- a) en el comportamiento al límite de estabilidad del entero sistema realimentado
- b) en la respuesta temporal que el proceso de lazo abierto presenta a la entrada de escalón.

Los procedimientos pertenecientes al primer grupo suponen la posibilidad de llevar el sistema de control (de lazo cerrado) al límite de estabilidad, actuando debidamente sobre los parámetros del controlador.

Resulta obvio que las oscilaciones de las magnitudes variables, cuando se encuentran al límite de estabilidad, no deberán dañar el proceso.

El procedimiento más conocido entre los propuestos es el de Ziegler-Nichols, que consiste en las siguientes operaciones:

- excluir la acción integral;
- excluir la acción derivativa;
- a partir del valor mínimo, aumentar K_P hasta llevar el sistema de lazo cerrado al límite de estabilidad;
- calcular el valor K_{Pc} de K_P para el cual el sistema se vuelve inestable;
- calcular el período T_c de la oscilación que se establece en el sistema cuando se sobrepasa el límite de estabilidad.

Disponiendo así de los dos valores K_{Pc} y T_c , el método de Ziegler-Nichols sugiere predisponer los parámetros del controlador, en los diversos casos posibles, según las indicaciones anotadas en la tabla siguiente.

CONTROLADOR	K_P	K_P/K_I	K_D/K_P
P	$0.5 \cdot K_{Pc}$		
P I	$0.45 \cdot K_{Pc}$	$0.85 \cdot T_c$	
P I D	$0.6 \cdot K_{Pc}$	$0.5 \cdot T_c$	$0.12 \cdot T_c$

Los procedimientos pertenecientes al segundo grupo suponen la posibilidad de realizar en el proceso de lazo abierto la medida de la respuesta indicial.

Ziegler y Nichols dieron fórmulas también para este grupo y el procedimiento puede sintetizarse de la forma siguiente (hágase referencia a la fig. 4.6):

- abrir el lazo de realimentación
- llevar la ganancia K_P al valor unitario
- excluir las acciones integral y derivativa
- poner en entrada una señal de escalón unitaria y detectar la respuesta en la salida del acondicionador de señal, que resultará del tipo de la figura 4.6, en la cual se ponen de manifiesto los tres parámetros fundamentales:
 - K = ganancia
 - T_m = tiempo muerto
 - T = constante de tiempo

4. CONTROL AUTOMÁTICO DE ILUMINACIÓN

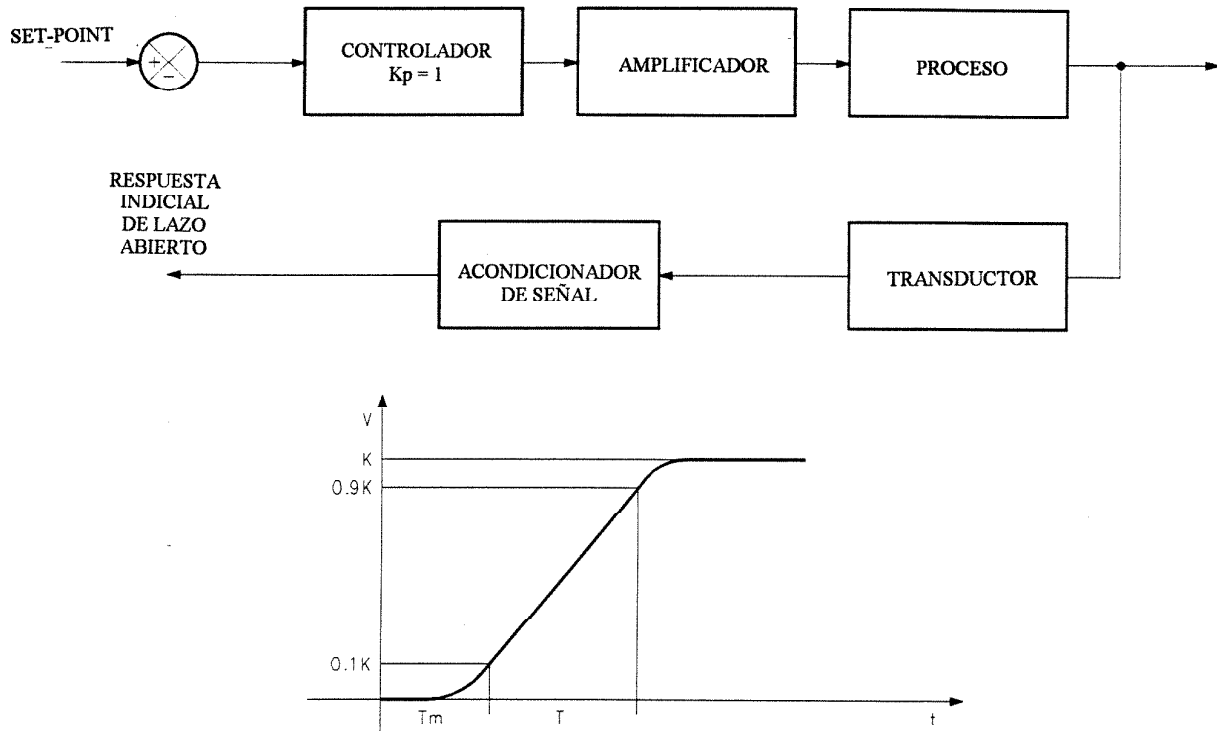


Figura 4.6

Este método de Ziegler-Nichols facilita las fórmulas para extraer los valores de K_P , τ_I y τ_D de los parámetros del controlador a partir de los datos detectados.

Estas fórmulas están anotadas en la tabla siguiente.

CONTROLADOR	K_P	K_P/K_I	K_D/K_P
P	$\frac{1}{K} \cdot \frac{T}{T_m}$		
PI	$\frac{0.9}{K} \cdot \frac{T}{T_m}$	$3.3 \cdot T_m$	
PID	$\frac{1.2}{K} \cdot \frac{T}{T_m}$	$2 \cdot T_m$	$0.5 \cdot T_m$

4.5 EJERCICIOS

4.5.1 Control automático de iluminación de lazo abierto

- Realizar el circuito que se muestra en la figura 4.7.
- Conectar el Módulo G13 a la Unidad TY13/EV, tal como se muestra en la figura 2.17.
- Llevar la corredera de la Unidad TY13/EV en la posición 300 lux y los interruptores de los acondicionadores de señal (PHOTORESISTOR, PHOTODIODE, PHOTOTRANSISTOR CONDITIONER) en la posición B.
- Plantear por medio del set-point una tensión de 4 voltios: a esta tensión le corresponde una iluminación de 150 lux.
- Medir la tensión de salida del acondicionador de señal del fototransistor. Esta tensión debería valer aproximadamente 4 voltios.
- Llevar la corredera a la posición de 370 lux.
- Repetir la medida de la tensión de salida del acondicionador de señal del fototransistor.
- Se aprecia un notable aumento de la tensión que representa la iluminación. ¿Cuál es la razón ?
- Repetir las medidas efectuadas utilizando los otros dos transductores presentes en la Unidad TY13/EV (fotorresistencia y fotodiodo).
- Repetir las medidas realizadas anteriormente para todos los valores de SET-POINT indicados en la tabla 4.1.
- Anotar en la figura 4.8 los diagramas tensión de set-point/iluminación en los dos casos con corredera en la posición de 300 lux y en la posición de 370 lux.
- Comparar los valores obtenidos para las dos posiciones diferentes de la corredera.

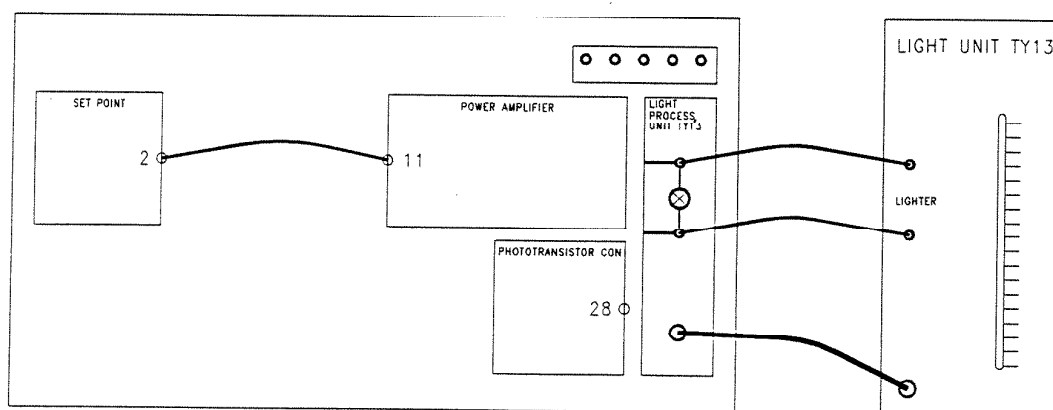


Figura 4.7

4. CONTROL AUTOMÁTICO DE ILUMINACIÓN

SET-POINT	300 lux	370 lux
1 voltios		
2 voltios		
3 voltios		
4 voltios		
5 voltios		
6 voltios		
7 voltios		
8 voltios		

Tabla 4.1

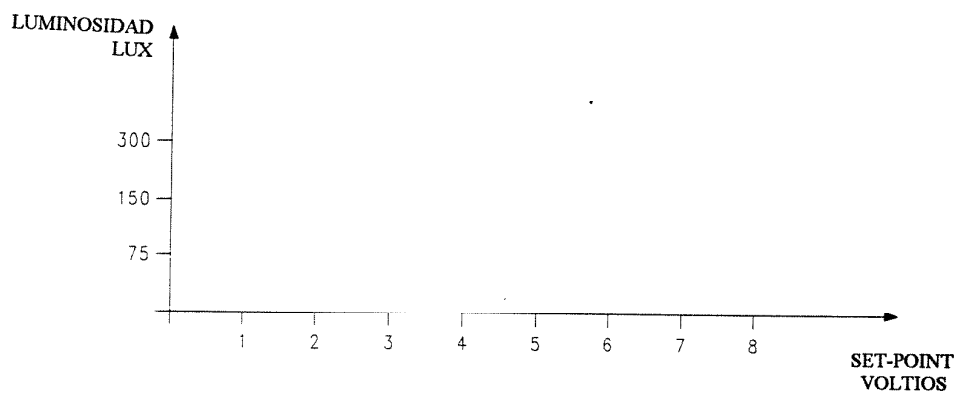


Figura 4.8

4.5.2 Control automático de iluminación de lazo cerrado

- Realizar el circuito que se muestra en la figura 4.9.
- Conectar el Módulo G13 a la Unidad TY13/EV, tal como se muestra en la figura 2.17.
- Llevar la corredera de la Unidad TY13/EV en la posición de 300 lux y los interruptores de los acondicionadores de señal (PHOTORESISTOR, PHOTODIODE, PHOTOTRANSISTOR CONDITIONER) en la posición B.
- Predisponer el PID CONTROLLER con la perilla PROPORTIONAL en el valor máximo y la INTEGRATIVE en el valor mínimo.
- Plantear por medio del set-point una tensión de 4 voltios: a esta tensión le corresponde una iluminación de 150 lux.
- Medir la tensión de salida del acondicionador de señal del fototransistor. Esta tensión debería estar muy cercana a 4 voltios.
- Situar la corredera en la posición de 370 lux: este hecho conlleva, acercando la lámpara a los transductores, un valor de iluminación de 370 lux para una tensión de 24 voltios aplicada a la lámpara.
- Repetir la medida de la tensión de salida del acondicionador de señal del fototransistor.
- ¿Cuál es la razón por la cual la tensión medida permanece siempre muy cercana a 4 voltios ?
- Repetir las medidas efectuadas anteriormente para todos los valores de SET-POINT indicados en la tabla 4.1.
- Anotar en una figura igual a la 4.8 los diagramas tensión de set-point/iluminación en los dos casos con corredera en la posición de 300 lux y en la posición de 370 lux.
- Comparar los valores obtenidos en este caso con los obtenidos en el caso de control de lazo abierto.

4. CONTROL AUTOMÁTICO DE ILUMINACIÓN

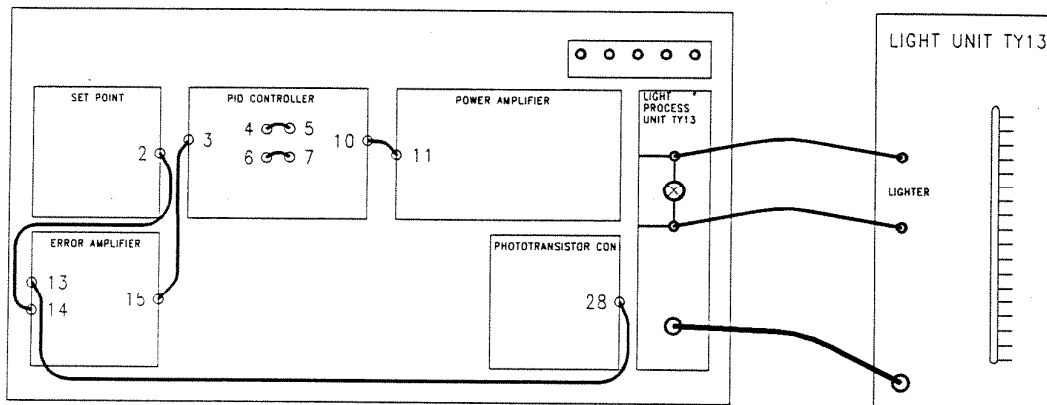


Figura 4.9

SET-POINT	300 lux	370 lux
1 voltios		
2 voltios		
3 voltios		
4 voltios		
5 voltios		
6 voltios		
7 voltios		
8 voltios		

Tabla 4.2

4.5.3 Control automático de iluminación de lazo cerrado: efecto de los diversos componentes del controlador PID

- Realizar el circuito que se muestra en la figura 4.10.
- Situar la corredera en la posición de 300 lux y los interruptores de los acondicionadores de señal (PHOTORESISTOR, PHOTODIODE, PHOTOTRANSISTOR CONDITIONER) en la posición B.
- Insertar sólo la acción proporcional del controlador (conectar sólo los bujes 4 y 5) y llevar la perilla PROPORTIONAL al valor mínimo.
- Aplicar por medio de la perilla del set-point una tensión de 4 voltios y medir la tensión del buje 15 (salida del amplificador de error) que corresponde a la diferencia entre set-point y magnitud de salida obtenida.
- Aumentar la ganancia del controlador Proporcional por medio de la perilla PROPORTIONAL, prestando atención a no llevar el sistema en oscilación.
- Medir la tensión de salida del amplificador de error y deducir cómo varía el error en función de la acción proporcional.
- Activar la acción integrativa conectando los bujes 6 y 7, y situar el potenciómetro INTEGRATIVE en el valor de mínimo: medir el error.
- Situar el potenciómetro INTEGRATIVE en la mitad de su carrera y el potenciómetro PROPORTIONAL en el mínimo.
- Observar cómo la acción integral tiende a poner a cero el error.
- Observar cómo la acción integral disminuye el error, pero tiende a llevar el sistema en oscilación (inestabilidad).
- Introducir la acción derivativa y observar cómo ésta última vuelve a llevar el control hacia la estabilidad.

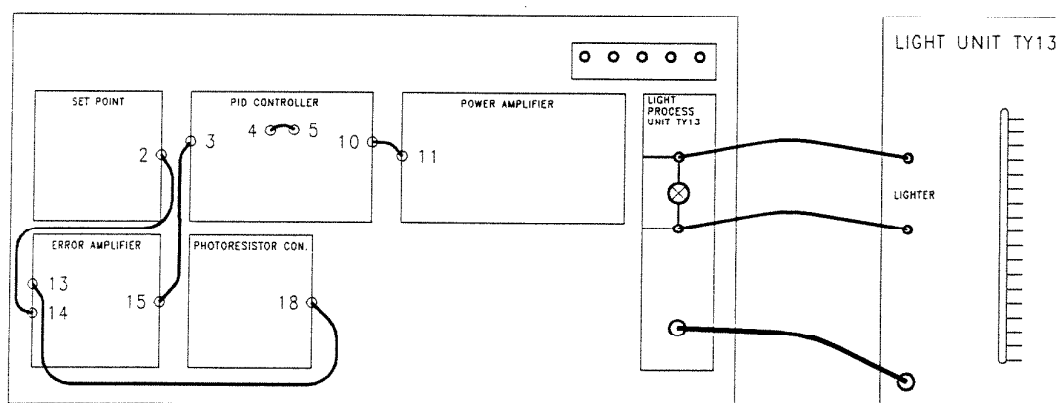


Figura 4.10

4.5.4 Mando de escalón del sistema: variaciones de las constantes del CONTROLADOR PID

- Realizar el circuito que se muestra en la figura 4.11.
- Situar la corredera de la Unidad TY13/EV en la posición de 300 lux y los interruptores de los acondicionadores de señal (PHOTORESISTOR, PHOTODIODE, PHOTOTRANSISTOR CONDITIONER) en la posición B.
- Predisponer el generador de funciones para salida de onda cuadrada de amplitud comprendida entre 0 y +4 voltios y frecuencia de 100 Hz, y aplicar esta señal entre el buje 14 y masa.
- Aplicar una sonda del osciloscopio a la salida del generador de señales.
- Predisponer el PID CONTROLLER para que funcione con las tres acciones activadas simultáneamente.
- Aplicar la segunda sonda del osciloscopio al buje 28 y controlar la reacción del sistema al mando de entrada.
- Variar el peso de las tres acciones y controlar la reacción del sistema a estas variaciones.
- Combinar de manera varia el PID CONTROLLER desconectando una o más acciones y observar cómo el sistema reacciona a los mandos de escalón con controladores de tipo P, I, D, PI, PD, ID y PID.

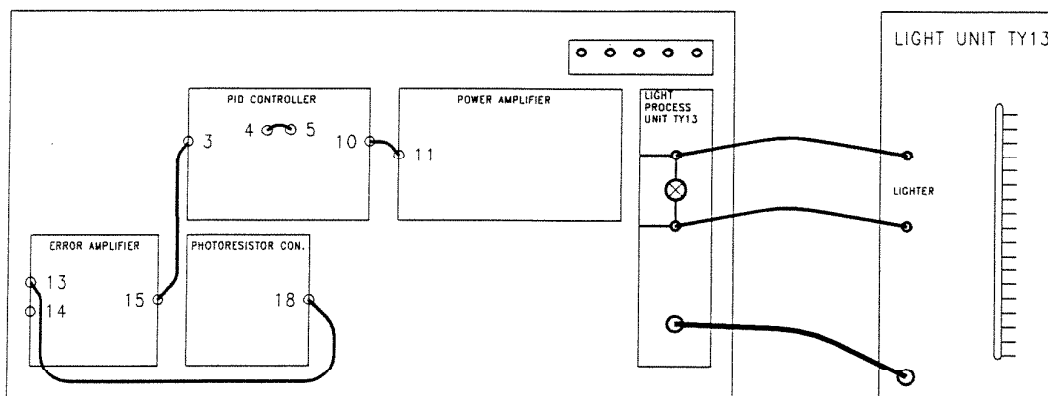


Figura 4.11

APÉNDICE "A": CALIBRACIONES

En las páginas siguientes se describen los procedimientos de calibración del Módulo G13. Para realizar la calibración de cada bloque deberá efectuarse sólo las conexiones descritas en cada procedimiento de calibración. Para la identificación de los trimmers utilizados en la calibración, hágase referencia a la figura A.

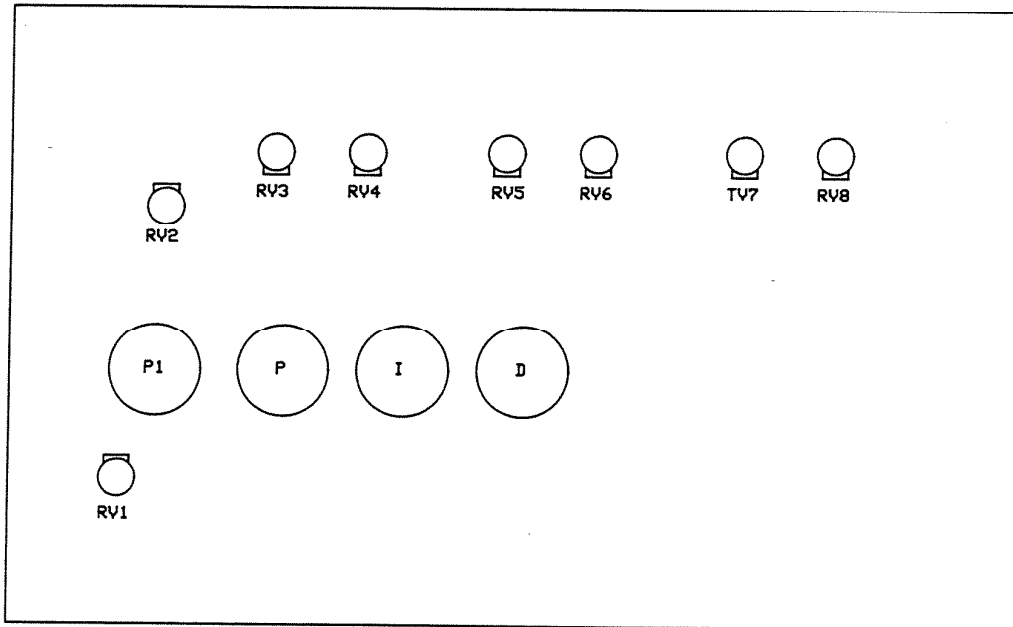


Figura A

Bloque SET-POINT

- Alimentar el Módulo G13 con todas las tensiones requeridas.
- Actuar sobre RV1 hasta que la tensión del buje 1 alcance el valor de 8 voltios.

Bloque ERROR AMPLIFIER

- Alimentar el Módulo G13 con todas las tensiones requeridas.
- Cortocircuitar los bujes 13 y 14 y actuar sobre RV2 hasta que la tensión del buje 15 descienda al valor de 0 voltios.

Bloque PHOTORESISTOR CONDITIONER

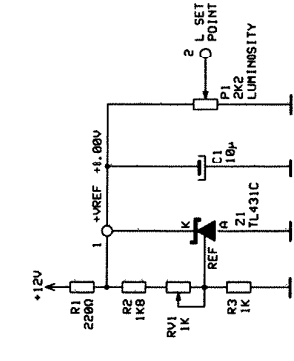
- Alimentar el Módulo G13 con todas las tensiones requeridas.
- Conectar el Módulo G13 a la Unidad TY13/EV, según se muestra en la figura 2.17.
- Situar la corredera de la Unidad TY13/EV en la posición de 300 lux.
- Conectar el buje 2 al 11 y aplicar, por medio de la perilla de SET-POINT, una tensión de 0 voltios a la entrada del amplificador de potencia (bujes 11).
- Actuar sobre RV3 hasta que la tensión del buje 18 descienda al valor de 0 voltios.
- Llevar la tensión de SET-POINT al valor de 8 voltios.
- Actuar sobre RV4 hasta que la tensión de salida presente en el buje 18 valga 8 voltios.

Bloque PHOTODIODE CONDITIONER

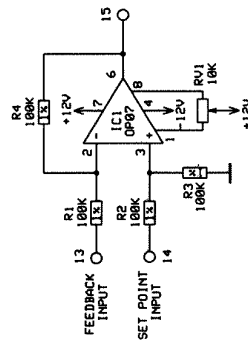
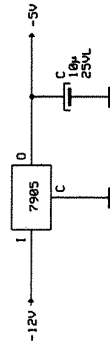
- Alimentar el Módulo G13 con todas las tensiones requeridas.
- Conectar el Módulo G13 a la Unidad TY13/EV, según se muestra en la figura 2.17.
- Situar la corredera de la Unidad TY13/EV en la posición de 300 lux.
- Conectar el buje 2 al 11 y aplicar, por medio de la perilla de SET-POINT, una tensión de 0 voltios a la entrada del amplificador de potencia (bujes 11).
- Actuar sobre RV5 hasta que la tensión del buje 22 descienda al valor de 0 voltios.
- Llevar la tensión de SET-POINT al valor de 8 voltios.
- Actuar sobre RV6 hasta que la tensión de salida presente en el buje 22 valga 8 voltios.

Bloque PHOTOTRANSISTOR CONDITIONER

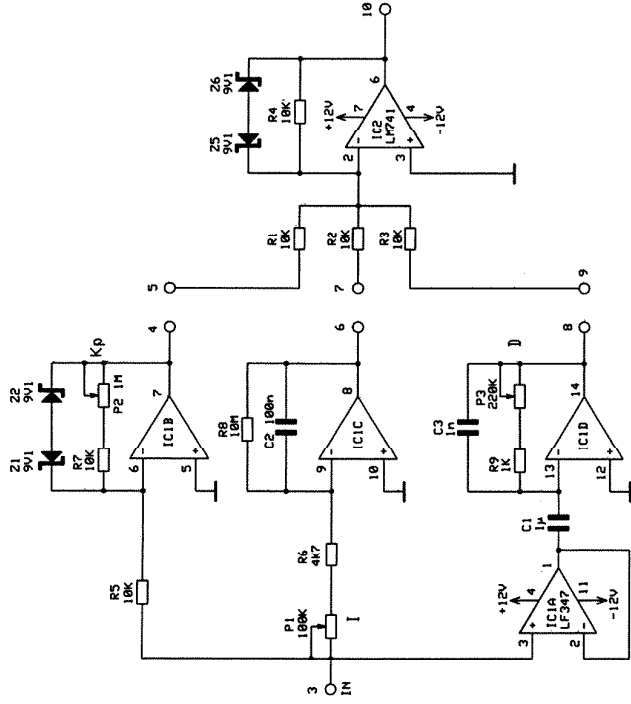
- Alimentar el Módulo G13 con todas las tensiones requeridas.
- Conectar el Módulo G13 a la Unidad TY13/EV, según se muestra en la figura 2.17.
- Situar la corredera de la Unidad TY13/EV en la posición de 300 lux.
- Conectar el buje 2 al 11 y aplicar, por medio de la perilla de SET-POINT, una tensión de 0 voltios a la entrada del amplificador de potencia (bujes 11).
- Actuar sobre RV7 hasta que la tensión del buje 28 descienda al valor de 0 voltios.
- Situar la tensión de SET-POINT en el valor de 8 voltios.
- Actuar sobre RV8 hasta que la tensión de salida presente en el buje 28 valga 8 voltios.



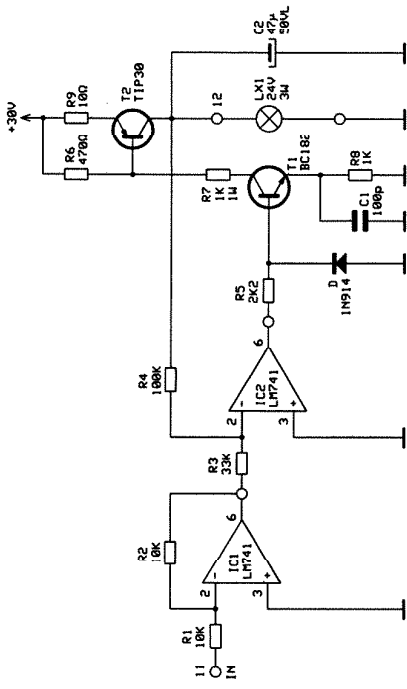
SET POINT



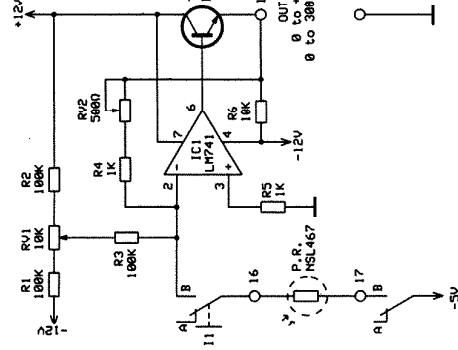
ERROR AMPLIFIER 2



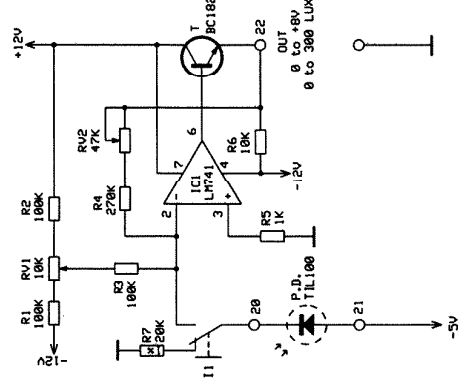
PID CONTROLLER



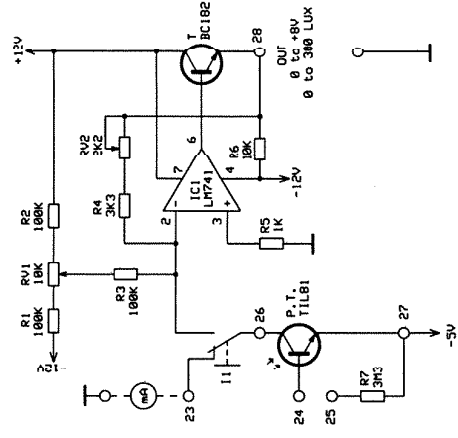
POWER AMPLIFIER



PHOTORESISTOR CONDITIONER



PHOTODIODE CONDITIONER



PHOTOTRANSISTOR CONDITIONER

	DESCRIPTION : LIGHT TRANSDUCERS & CONTROL EQUIPMENT : MODULE C13 T.C. FILE : ---	REPLACES : --- REVISION: 00	Dwg N°: G13.P.FSH P.C.B.: G13.P SHEET : 1 OF 1	DRAWN : <i>[Signature]</i> CHECKED : <i>[Signature]</i> DATE : 85-03-97
	ELECTRONICA VENETA & INEL MOTTA DI LIVIGNO - TV 1194Y	SCALE : ---	REVISION: 00	DATE : 85-03-97

APÉNDICE "B": BIBLIOGRAFÍA

- * Transducer interfacing handbook
Analog Device Inc. - Norwood, Massachusetts

- * E. Cometta
"Misura della temperatura"
y. Delfino, Milano

- * C. Torresan
"Automazione degli impianti chimici e termici"
y. Hoepli, Milano

- * DC Motors - Speed controls - Servo systems
Electro Craft Co. - Hopkins, Minn.

- * Linear Application Data Book
National Semiconductor Corporation - Santa Clara, California

- * R. Mialich, G. Rossi
"Elettronica Industriale - Sistemi e Automazione"
y. Calderini, Bologna

* G. Figini

"Servomeccanismi, Teoria della regolazione Automatica"

Y. Delfino

* A. Lepschy , A. Ruberti

"Lezioni di Controlli Automatici"

Y. Siderea

* L. Pallottini

"Sistemi y Automazione"

Y. Cupido

* C. Torresan

"Automazione di Impianti Chimici e Termici"

Y. Hoepli

* A. Cupido

"Elettronica Industriale"

Y. Cupido

* R. Cresta

"Elettronica Industriale"

Y. Hocpli

APÉNDICE "C": DATA SHEETS

**TYPES TL431M, TL431I, TL431C
ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS**

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Cathode voltage (see Note 1)	37 V
Continuous cathode current range	-100 mA to 150 mA
Reference input current range	-50 μ A to 10 mA
Continuous power dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 2):	
D package	833 mW
JG package	1050 mW
LP package	775 mW
P package	1000 mW
Operating free-air temperature range:	
TL431C	0°C to 70°C
TL431I	-40°C to 85°C
TL431M	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package	300°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: LP, P or D package	260°C

NOTES: 1. Voltage values are with respect to the anode terminal unless otherwise noted.
2. For operation above 25°C free-air temperature, refer to the Dissipation Derating Table.

DISSIPATION DERATING TABLE

PACKAGE	POWER RATING	DERATING FACTOR	ABOVE T_A
JG	1050 mW	8.4 mW/°C	25°C
LP	775 mW	6.2 mW/°C	25°C
P	1000 mW	8.0 mW/°C	25°C

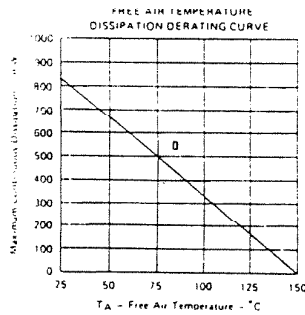


FIGURE 1

recommended operating conditions

Cathode voltage, V_{KA}	MIN	MAX	UNIT
Cathode current, I_K , (for regulation)	V_{ref}	36	V
	1	100	mA

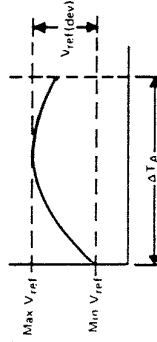
**TYPES TL431M, TL431I, TL431C
ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS**

electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS	TL431M		TL431I		TL431C		UNIT
			MIN	TYP. MAX	MIN	TYP. MAX	MIN	TYP. MAX	
V _{ref}	References input voltage	V _{K,A} = V _{ref} ; I _K = 10 mA	2440	2495 2550	2440	2495 2550	2440	2495 2550	mV
V _{ref(dev)}	Deviation of reference input voltage over full temperature range†	V _{K,A} = V _{ref} ; I _K = 10 mA; T _A = full range‡	22	44	15	30	8	17	mV
ΔV _{ref}	Ratio of change in reference input voltage to the change in cathode voltage*	I _K = 10 mA; ΔV _{K,A} = 10 V - V _{ref}	-1.4	-2.7	-1.4	-2.7	-1.4	-2.7	mV
ΔV _{K,A}	References input current*	ΔV _{K,A} = 36 V - 10 V	-1	-2	-1	-2	-1	-2	V
I _{ref}	Deviation of reference input current over full temperature range†	I _K = 10 mA; R1 = 10 kΩ; R2 = ∞	2	4	2	4	2	4	μA
I _{ref(dev)}	Minimum cathode current for regulation	I _K = 10 mA; R1 = 10 kΩ; R2 = ∞; T _A = full range‡	1	3	0.8	2.5	0.4	1.2	μA
I _{min}	Off-state cathode current	V _{K,A} = V _{ref}	0.4	1	0.4	1	0.4	1	mA
I _{off}	Dynamic impedance §	V _{K,A} = 36 V; V _{ref} = 0	0.1	1	0.1	1	0.1	1	μA
I _{z(k)}		V _{K,A} = V _{ref} ; I _K = 1 mA to 100 mA; f ≤ 1 kHz	0.2	0.5	0.2	0.5	0.2	0.5	Ω

† Full temperature range is -55°C to 125°C for the TL431M, -40°C to 85°C for the TL431I, and 0°C to 70°C for the TL431C.
‡ The deviation parameters V_{ref(dev)} and I_{ref(dev)} are defined as the difference between the maximum and minimum values obtained over the rated temperature range. The equivalent full-range temperature coefficient of the reference input voltage, αV_{ref}, is defined as

$$\left| \alpha V_{ref} \right| \left(\frac{\text{ppm}}{^{\circ}\text{C}} \right) = \frac{\left(\frac{V_{ref(dev)}}{V_{ref @ 25^{\circ}\text{C}}} \right) \times 10^6}{\Delta T_A}$$



where ΔT_A is the rated operating free-air temperature range of the device, αV_{ref} can be positive or negative depending on whether minimum V_{ref} or maximum V_{ref}, respectively, occurs at the lower temperature (see Figure 8).
Example: Max V_{ref} = 2500 mV @ 30°C; Min V_{ref} = 2492 mV @ 0°C; V_{ref} = 2495 mV @ 25°C; ΔT_A = 70°C for TL431C

$$\left| \alpha V_{ref} \right| = \frac{\left(\frac{8 \text{ mV}}{2495 \text{ mV}} \right) \times 10^6}{70^{\circ}\text{C}} = 46 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$$

Because minimum V_{ref} occurs at the lower temperature, the coefficient is positive.

§ The dynamic impedance is defined as:

$$r_{k(a)} = \frac{\Delta V_{K,A}}{\Delta I_K}$$

When the device is operated with two external resistors (see Figure 2), the total dynamic impedance of the circuit is given by

$$r_{k(a)} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = r_{k(a)} \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

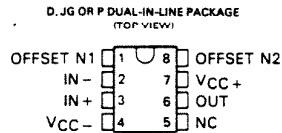
*For M suffix devices these parameters are guaranteed but not tested.

**LINEAR
INTEGRATED
CIRCUITS**

**TYPES OP-07C, OP-07D, OP-07E
ULTRA-LOW-OFFSET-VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

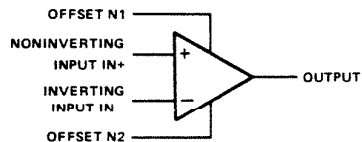
D2757, OCTOBER 1983

- Ultra-Low Offset Voltage . . . 30 μ V Typ (OP-07E)
- Ultra-Low Offset Voltage Temperature Coefficient . . . 0.3 μ V/ $^{\circ}$ C Typ (OP-07E)
- Ultra-Low Noise
- No External Components Required
- Replaces Chopper Amplifiers at a Lower Cost
- Single-Chip Monolithic Fabrication
- Wide Input Voltage Range
0 to \pm 14 V Typ
- Wide Supply Voltage Range
 \pm 3 V to \pm 18 V
- Essentially Equivalent to Fairchild μ A714 Operational Amplifiers
- Direct Replacement for PMI OP-07C, OP-07D, OP-07E



NC - No internal connection

symbol

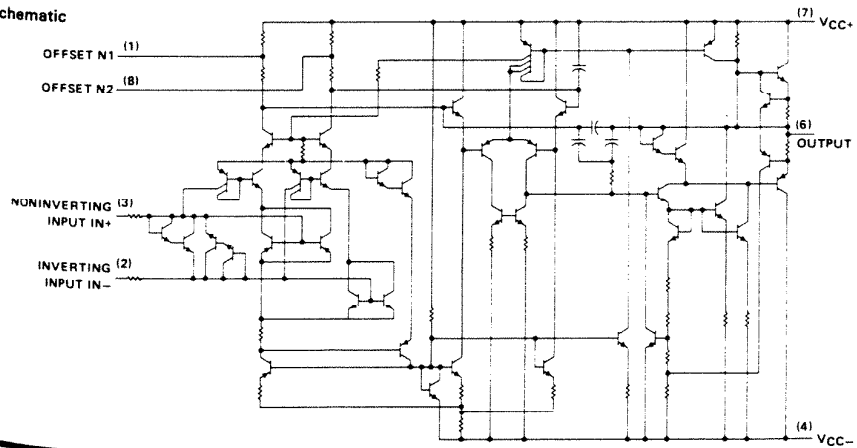


description

These devices represent a breakthrough in operational amplifier performance. Low offset and long-term stability are achieved by means of a low-noise, chopperless, bipolar-input-transistor amplifier circuit. For most applications, no external components are required for offset nulling and frequency compensation. The true differential input, with a wide input voltage range and outstanding common-mode rejection, provides maximum flexibility and performance in high-noise environments and in noninverting applications. Low bias currents and extremely high input impedances are maintained over the entire temperature range. The OP-07 is unsurpassed for low-noise, high-accuracy amplification of very-low-level signals.

These devices are characterized for operation from 0 $^{\circ}$ C to 70 $^{\circ}$ C.

schematic



**TYPES OP-07C, OP-07D, OP-07E
ULTRA-LOW-OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage V_{CC+} (see Note 1)	22 V
Supply voltage V_{CC-}	-22 V
Differential input voltage (see Note 2)	± 30 V
Input voltage (either input, see Note 3)	± 22 V
Duration of output short circuit (see Note 4)	unlimited
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 5)	500 mW
Operating free-air temperature range	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package	300°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: P package	260°C

- NOTES: 1. All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
4. The output may be shorted to ground or either power supply.
5. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Curves in Section 2. In the JG package, these chips are glass-mounted.

TYPES OP-07C, OP-07D, OP-07E
ULTRA-LOW-OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIERS

Electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} \pm = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹			OP-7C			OP-7D			OP-7E			UNIT
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$	25°C	60	150	60	150	30	75					mV
Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$	0°C to 70°C	85	250	85	250	45	130					$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Long term drift of input offset voltage	See Note 6	0°C to 70°C	0.5	1.8	0.7	2.5	0.3	1.3					$\mu\text{V}/\text{mo}$
Offset adjustment range	$R_S = 20\ \text{k}\Omega$. See Figure 1	25°C	±4			±4			±4				
I_{IO} Input offset current		25°C	0.8	6	0.8	6	0.5	3.8					nA
Temperature coefficient of input offset current		0°C to 70°C	1.6	8	1.6	8	0.9	5.3					nA/°C
I_{IO} Input bias current		0°C to 70°C	12	50	12	50	3	35					pA/°C
I_{IB}^* Input bias current		25°C	±1.8	±7	±2	±12	±1.2	±4					nA
Temperature coefficient of input bias current		0°C to 70°C	±2.2	±9	±3	±14	±1.5	±5.5					nA/°C
Common-mode input voltage range		0°C to 70°C	18	50	18	50	13	35					V
V_{OM} Peak output voltage	$R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$ $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$ $R_L \geq 1\ \text{k}\Omega$ $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	25°C	±1.3	±14	±1.3	±14	±1.3	±14					V
Large signal differential voltage amplification	$V_{CC} \pm = \pm 3\text{ V}$, $V_O = \pm 0.5\text{ V}$, $R_L \geq 500\ \text{k}\Omega$	25°C	100	400	100	400	150	400					V/mV
Unity gain bandwidth	$V_O = \pm 10\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$	25°C	120	400	120	400	200	500					MHz
Input resistance		0°C to 70°C	100	400	100	400	180	450					M Ω
Common mode rejection ratio		25°C	0.4	0.6	0.4	0.6	0.4	0.6					dB
Supply voltage sensitivity	$V_{CC} \pm = \pm 1.3\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$, $R_S = 50\ \Omega$	25°C	8	33	7	31	15	50					$\mu\text{V}/\text{V}$
Power dissipation	$V_{CC} \pm = \pm 3\text{ V}$, $V_O = 0$, No load	25°C	4	8	4	8	4	8					mW

¹All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise noted.
NOTE 6: Since long-term drift cannot be measured on the individual devices prior to shipment, this specification is not intended to be a guarantee or warranty. It is an engineering estimate of the averaged trend line of drift versus time over extended periods after the first thirty days of operation.
²These parameters are guaranteed but not tested.

TYPES OP-07C, OP-07D, OP-07E
ULTRA-LOW-OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIERS

operating characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	OP-7C			OP-7D			OP-7E			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_n Equivalent input noise voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$f = 10$ Hz	10.5	20	10.5	20	10.3	18			nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 100$ Hz	10.2	13.5	10.3	13.5	10.0	13			
		$f = 1$ kHz	9.8	11.5	9.8	11.5	9.6	11			
V_{Npp} Peak-to-peak equivalent input noise voltage	$f = 0.1$ Hz to 10 Hz, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.38	0.65	0.38	0.65	0.35	0.6			μV	
I_n Equivalent input noise current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$f = 10$ Hz	0.35	0.9	0.35	0.9	0.32	0.8			pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 100$ Hz	0.15	0.27	0.15	0.27	0.14	0.23			
		$f = 1$ kHz	0.13	0.18	0.13	0.18	0.12	0.17			
I_{Npp} Peak-to-peak equivalent input noise current	$f = 0.1$ Hz to 10 Hz, $T_A = 25^\circ\text{C}$	15	35	15	35	14	30			pA	
SR Slew rate	$R_L \geq 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.1	0.3	0.1	0.3	0.1	0.3			V/ μs	

¹All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified.

TYPICAL APPLICATION DATA

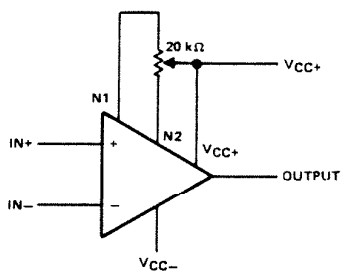


FIGURE 1—INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUIT



PNP POWER TRANSISTORS

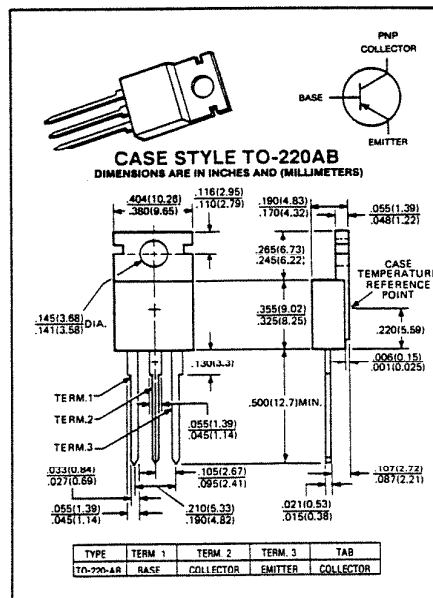
COMPLEMENTARY TO THE TIP31 SERIES

TIP 32 Series
 -40 ~ -100 VOLTS
 -3 AMP, 40 WATTS

The TIP32 Series power transistors are designed for use in general purpose amplifier and switching applications.

Features:

- Designed for complementary use with TIP31 series
- 40W at 25°C case temperature
- 3A continuous collector current
- 5A peak collector current
- Minimum f_T of 3 MHz at 10V, 0.5A
- Customer-specified selections available



maximum ratings ($T_C = 25^\circ\text{C}$) (unless otherwise noted)

RATING	SYMBOL	TIP32	TIP32A	TIP32B	TIP32C	UNITS
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	-40	-60	-80	-100	Volts
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	-80	-100	-120	-140	Volts
Emitter Base Voltage	V_{EB0}	-5	-5	-5	-5	Volts
Collector Current — Continuous	I_C	-3	-3	-3	-3	A
Collector Current — Peak	I_{CM}	-5	-5	-5	-5	A
Base Current — Continuous	I_B	-1	-1	-1	-1	A
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	P_D	2 40	2 40	2 40	2 40	Watts
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

thermal characteristics

Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	3.125	3.125	3.125	3.125	$^\circ\text{C/W}$
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes: 1/8" from Case for 5 Seconds	T_L	250	250	250	250	$^\circ\text{C}$

electrical characteristics ($T_C = 25^\circ\text{C}$) (unless otherwise specified)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNIT	
off characteristics						
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = -30\text{mA}$)	TIP32 TIP32A TIP32B TIP32C	V_{CEO}	-40 -60 -80 -100	— — — —	— — — —	Volts
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = -30\text{V}$) ($V_{CE} = -60\text{V}$)	TIP32, TIP32A TIP32B, TIP32C	I_{CEO}	— —	— —	-0.3 -0.3	mA
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = -80\text{V}$) ($V_{CE} = -100\text{V}$) ($V_{CE} = -120\text{V}$) ($V_{CE} = -140\text{V}$)	TIP32 TIP32A TIP32B TIP32C	I_{CES}	— — — —	— — — —	-0.2 -0.2 -0.2 -0.2	mA
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = -5\text{V}$, $I_C = 0$)		I_{EBO}	—	—	-1	mA

second breakdown

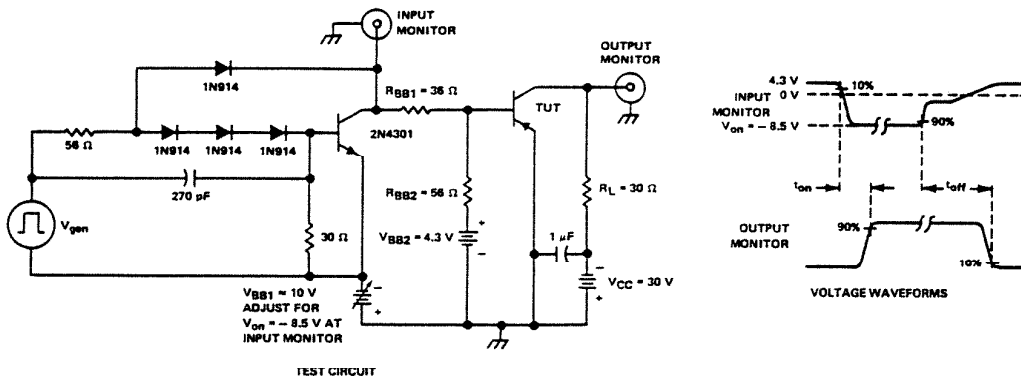
Second Breakdown with Base Forward Biased	FBSOA	SEE FIGURE 3
---	-------	--------------

on characteristics

DC Current Gain ($I_C = -4\text{A}$, $V_{CE} = -1\text{V}$) ($I_C = -3\text{A}$, $V_{CE} = -4\text{V}$)	h_{FE}	25 10	— —	— 60	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = -3\text{A}$, $I_B = -375\text{mA}$)	$V_{CE(sat)}$	—	—	-1.2	V
Base-Emitter Voltage ($I_C = -3\text{A}$, $V_{CE} = -4\text{V}$)	$V_{BE(on)}$	—	—	-1.8	V

switching characteristics

Turn-on Time	$R_L = 30\Omega$, $I_C = 1\text{A}$	t_{on}	—	0.3	—	μs
Turn-off Time	$I_{B1} = I_{B2} = 0.1\text{A}$ $V_{BE(off)} = 4.3\text{V}$	t_{off}	—	1	—	



- NOTES: A. V_{gen} is a 30-V pulse into a 50 Ω termination.
 B. The V_{gen} waveform is supplied by the following characteristics: $t_r < 15\text{ ns}$, $t_f < 15\text{ ns}$, $Z_{out} = 50\ \Omega$, $t_w = 20\ \mu\text{s}$, duty cycle $< 2\%$.
 C. Waveforms are monitored on an oscilloscope with the following characteristics: $t_r < 15\text{ ns}$, $R_{in} > 10\text{ M}\Omega$, $C_{in} < 11.5\text{ pF}$.
 D. Resistors must be noninductive types.
 E. The d-c power supplies may require additional bypassing in order to minimize ringing.

FIGURE 1. RESISTIVE-LOAD SWITCHING

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

SERIES μ A7800 POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

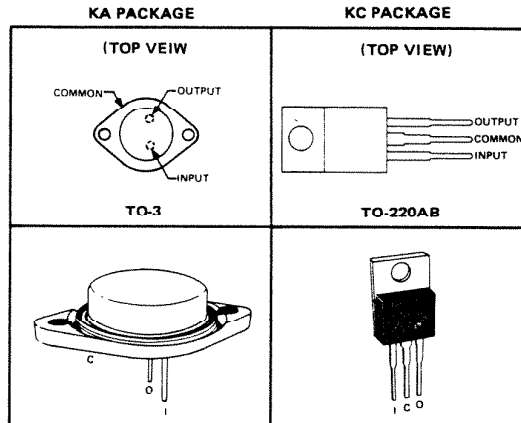
BULLETIN NO. DL-S 7612386, MAY 1976

- 3-Terminal Regulators
- Output Current up to 1.5 A
- No External Components
- Internal Thermal Overload Protection
- Direct Replacements for Fairchild μ A7800 Series and National LM340 Series
- High Power Dissipation Capability
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation

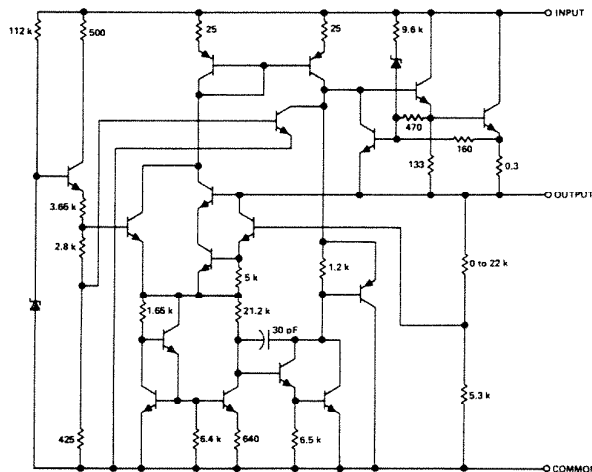
NOMINAL OUTPUT VOLTAGE	-55°C TO 150°C OPERATING TEMPERATURE RANGE	0°C TO 125°C OPERATING TEMPERATURE RANGE
5 V	μ A7805M	μ A7805C
6 V	μ A7806M	μ A7806C
8 V	μ A7808M	μ A7808C
8.5 V	μ A7885M	μ A7885C
12 V	μ A7812M	μ A7812C
15 V	μ A7815M	μ A7815C
18 V	μ A7818M	μ A7818C
24 V	μ A7824M	μ A7824C
packages	KA	KA and KC

description

This series of fixed-voltage monolithic integrated-circuit voltage regulators is designed for a wide range of applications. These applications include on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. One of these regulators can deliver up to 1.5 amperes of output current. The internal current limiting and thermal shutdown features of these regulators make them essentially immune to overload. In addition to use as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents and also as the power-pass element in precision regulators.



schematic



Resistor values shown are nominal and in ohms.

TYPES μ A7805M, μ A7805C POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

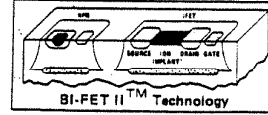
μ A7805M, μ A7805C electrical characteristics at specified virtual junction temperature,
 $V_I = 10$ V, $I_O = 500$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†		μ A7805M			μ A7805C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5$ mA to 1 A, $P \leq 15$ W	$V_I = 8$ V to 20 V	25°C			4.8 5 5.2			V
		$V_I = 7$ V to 20 V	-55°C to 150°C	4.65	5.35				
			0°C to 125°C			4.75	5.25		
Input regulation	$V_I = 7$ V to 25 V	25°C		3	50		3	100	mV
	$V_I = 8$ V to 12 V			1	25		1	50	
Ripple rejection	$V_I = 8$ V to 18 V, $f = 120$ Hz	-55°C to 150°C	68	78				dB	
		0°C to 125°C				62	78		
Output regulation	$I_O = 5$ mA to 1.5 A	25°C		15	50		15	100	mV
	$I_O = 250$ mA to 750 mA			5	25		5	50	
Output resistance	$f = 1$ kHz	-55°C to 150°C	0.017						Ω
		0°C to 125°C				0.017			
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5$ mA	0°C to 150°C	-1.1						mV/°C
		0°C to 125°C				-1.1			
Output noise voltage	$f = 10$ Hz to 100 kHz	25°C	40			40			μ V
Dropout voltage	$I_O = 1$ A	25°C	2.0			2.0			V
Bias current		25°C	4.2		6	4.2		8	mA
Bias current change	$V_I = 8$ V to 25 V	-55°C to 150°C	0.8						mA
	$V_I = 7$ V to 25 V	0°C to 125°C				1.3			
	$I_O = 5$ mA to 1 A	-55°C to 150°C	0.5						
0°C to 125°C					0.5				
Short-circuit output current		25°C	750			750			mA
Peak output current		25°C	2.2			2.2			A

† All characteristics are measured with a capacitor across the input of 0.33 μ F and a capacitor across the output of 0.1 μ F and all characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w \leq 10$ ms, duty cycles $\leq 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.



LF147/LF347/LF347B Wide Bandwidth Quad JFET Input Operational Amplifiers



LF147/LF347/LF347B

General Description

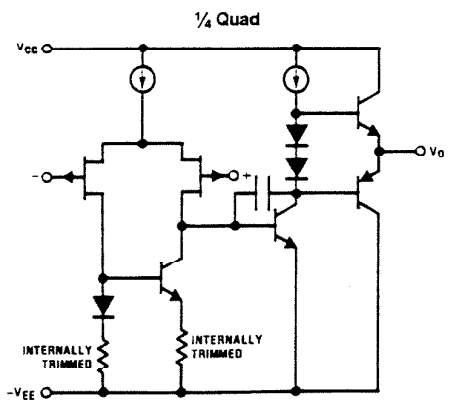
The LF147 is a low cost, high speed quad JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET IITM technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF147 is pin compatible with the standard LM148. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LF148 and LM124 designs.

The LF147 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift.

Features

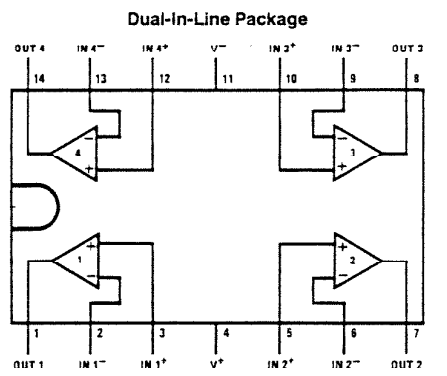
- Internally trimmed offset voltage 5 mV max
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 7.2 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion Av = 10, <0.02%
RL = 10k, VO = 20 Vp-p, BW = 20 Hz–20 kHz
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Simplified Schematic



TL/H/5647-13

Connection Diagram



TL/H/5647-1

Top View

Order Number LF147D, LF347D, LF147J, LF347BJ,
LF347J, LF347M, LF347WM, LF347BN or LF347N
See NS Package Number D14E, J14A, M14A,
M14B or N14A

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

	LF147	LF347B/LF347
Supply Voltage	±22V	±18V
Differential Input Voltage	±38V	±30V
Input Voltage Range (Note 1)	±19V	±15V
Output Short Circuit Duration (Note 2)	Continuous	Continuous
Power Dissipation (Notes 3 and 9)	900 mW	1000 mW
T _j max	150°C	150°C
θ _{JA}		
Cavity DIP (D) Package		80°C/W
Ceramic DIP (J) Package		70°C/W
Plastic DIP (N) Package		75°C/W
Surface Mount Narrow (M)		100°C/W
Surface Mount Wide (WM)		85°C/W

	LF147 (Note 4)	LF347B/LF347 (Note 4)
Operating Temperature Range		
Storage Temperature Range	-65°C ≤ T _A ≤ 150°C	
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C	260°C
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)		260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)		215°C
Infrared (15 seconds)		220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD rating to be determined.

DC Electrical Characteristics (Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF147			LF347B			LF347			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ, T _A = 25°C Over Temperature		1	5		3	5		5	10	mV
					8			7			13	mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ		10			10			10		μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _j = 25°C, (Notes 5, 6) Over Temperature		25	100		25	100		25	100	pA
					25			4			4	nA
I _B	Input Bias Current	T _j = 25°C, (Notes 5, 6) Over Temperature		50	200		50	200		50	200	pA
					50			8			8	nA
R _{IN}	Input Resistance	T _j = 25°C		10 ¹²			10 ¹²			10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = ±15V, T _A = 25°C V _O = ±10V, R _L = 2 kΩ Over Temperature	50	100		50	100		25	100		V/mV
			25			25			15			V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = ±15V, R _L = 10 kΩ	±12	±13.5		±12	±13.5		±12	±13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = ±15V	±11	+15 -12		±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
												V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10 kΩ	80	100		80	100		70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 7)	80	100		80	100		70	100		dB
I _S	Supply Current			7.2	11		7.2	11		7.2	11	mA

AC Electrical Characteristics (Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF147			LF347B			LF347			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ Hz} - 20\text{ kHz}$ (Input Referred)		-120			-120			-120		dB
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	8	13		8	13		8	13		V/ μs
GBW	Gain-Bandwidth Product	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	2.2	4		2.2	4		2.2	4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S = 100\Omega$, $f = 1000\text{ Hz}$		20			20			20		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $f = 1000\text{ Hz}$		0.01			0.01			0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

- Note 1:** Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.
- Note 2:** Any of the amplifier outputs can be shorted to ground indefinitely, however, more than one should not be simultaneously shorted as the maximum junction temperature will be exceeded.
- Note 3:** For operating at elevated temperature, these devices must be derated based on a thermal resistance of θ_{JA} .
- Note 4:** The LF147 is available in the military temperature range $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, while the LF347B and the LF347 are available in the commercial temperature range $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$. Junction temperature can rise to $T_J \text{ max} = 150^\circ\text{C}$.
- Note 5:** Unless otherwise specified the specifications apply over the full temperature range and for $V_S = \pm 20\text{V}$ for the LF147 and for $V_S = \pm 15\text{V}$ for the LF347B/LF347. V_{OS} , I_B , and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.
- Note 6:** The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_J . Due to limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_J = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.
- Note 7:** Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice from $V_S = \pm 5\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$ for the LF347 and LF347B and from $V_S = \pm 20\text{V}$ to $\pm 5\text{V}$ for the LF147.
- Note 8:** Refer to RETS147X for LF147D and LF147J military specifications.
- Note 9:** Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.

**LINEAR
INTEGRATED
CIRCUITS**

**TYPES μ A741M, μ A741C
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

BULLETIN NO. DL-S-11363, NOVEMBER 1970—REVISED OCTOBER 1979

- Short-Circuit Protection
- Offset-Voltage Null Capability
- Large Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- No Frequency Compensation Required
- Low Power Consumption
- No Latch-up

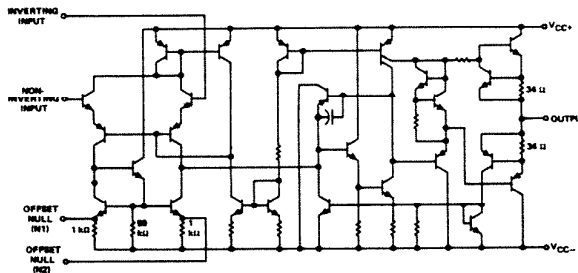
description

The μ A741 is a general-purpose operational amplifier featuring offset-voltage null capability.

The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make the amplifier ideal for voltage-follower applications. The device is short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components. A low-value potentiometer may be connected between the offset null inputs to null out the offset voltage as shown in Figure 2.

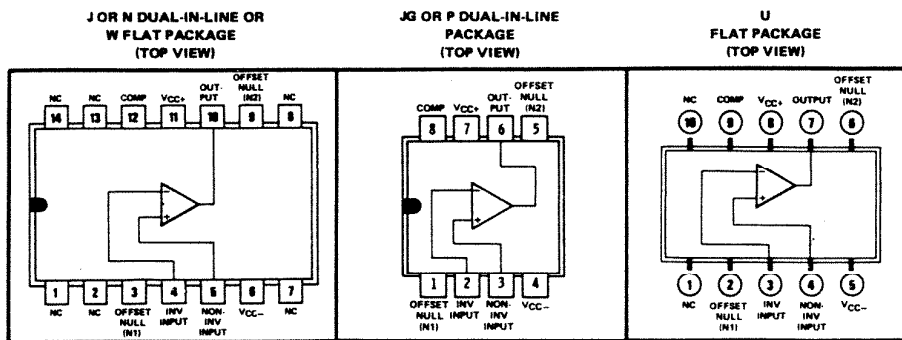
The μ A741M is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C ; the μ A741C is characterized for operation from 0°C to 70°C .

schematic



Resistor values shown are nominal

terminal assignments



NC—No internal connection

TYPES μ A741M, μ A741C GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	μ A741M	μ A741C	UNIT	
Supply voltage V_{CC+} (see Note 1)	22	18	V	
Supply voltage V_{CC-} (see Note 1)	-22	-18	V	
Differential input voltage (see Note 2)	± 30	± 30	V	
Input voltage (either input, see Notes 1 and 3)	± 15	± 15	V	
Voltage between either offset null terminal (N1/N2) and V_{CC-}	± 0.5	± 0.5	V	
Duration of output short-circuit (see Note 4)	unlimited	unlimited		
Continuous total power dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 5)	500	500	mW	
Operating free-air temperature range	-55 to 125	0 to 70	°C	
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	°C	
Lead temperature 1/16 inch (1.6 mm) from case for 60 seconds	J, JG, U, or W package	300	300	°C
Lead temperature 1/16 inch (1.6 mm) from case for 10 seconds	N or P package	280	280	°C

- NOTES: 1. All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or either power supply. For the μ A741M only, the unlimited duration of the short-circuit applies at (or below) 125°C case temperature or 75°C free-air temperature.
 5. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Curves, Section 2. In the J and JG packages, μ A741M chips are alloy-mounted; μ A741C chips are glass-mounted.

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC+} = 15$ V, $V_{CC-} = -15$ V

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	μ A741M			μ A741C			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V_{IO}	Input offset voltage $R_S < 10$ k Ω	25°C			25°C			mV	
		1			1				
		Full range			6				
$\Delta V_{IO(Adj)}$	Offset voltage adjust range	25°C			25°C			mV	
		± 15			± 15				
I_{IO}	Input offset current	25°C			25°C			nA	
		20			20				
		Full range			500				
I_{IB}	Input bias current	25°C			25°C			nA	
		80			80				
		Full range			1500				
V_{ICR}	Common-mode input voltage range	25°C			25°C			V	
		± 12			± 12				
		Full range			± 12				
V_{OPP}	Maximum peak-to-peak output voltage swing	$R_L = 10$ k Ω	25°C		24	28	24	28	V
		$R_L > 10$ k Ω	Full range		24		24		
		$R_L = 2$ k Ω	25°C		20	26	20	26	
		$R_L > 2$ k Ω	Full range		20		20		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$R_L > 2$ k Ω , $V_O = \pm 10$ V	25°C		50	200	20	200	V/mV
			Full range		25		15		
r_i	Input resistance		25°C		0.3	2	0.3	2	M Ω
r_o	Output resistance	$V_O = 0$ V, See Note 6	25°C		75		75		Ω
C_i	Input capacitance		25°C		1.4		1.4		pF
CMRR	Common-mode rejection ratio	$R_S < 10$ k Ω	25°C		70	90	70	90	dB
			Full range		70		70		
k_{SVS}	Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)	$R_S < 10$ k Ω	25°C		30		30		μ V/V
			Full range		150		150		
I_{OS}	Short-circuit output current		25°C		± 25		± 25		mA
		No load,	25°C		1.7		2.8		
		No signal,	Full range		3.3		3.3		
I_{CC}	Supply current		25°C		50		85		mA
		No signal,	Full range		100		100		
P_D	Total power dissipation		25°C		50		85		mW
		No signal,	Full range		100		100		

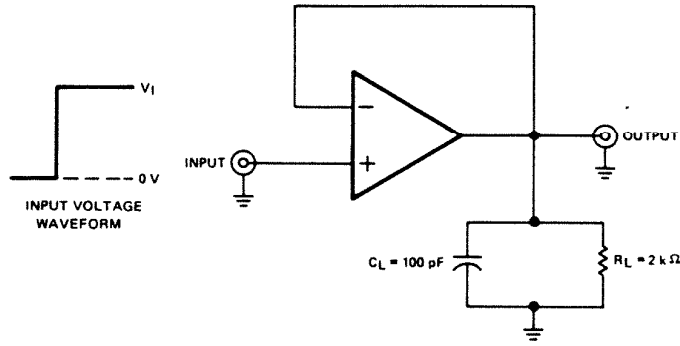
† All characteristics are specified under open-loop operation. Full range for μ A741M is -55°C to 125°C and for μ A741C is 0°C to 70°C.
 NOTE 6: This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

TYPES μ A741M, μ A741C
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

operating characteristics, $V_{CC+} = 15\text{ V}$, $V_{CC-} = -15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	μ A741M			μ A741C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_r	Rise time	$V_i = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$			0.3			μs
	Overshoot factor	$C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1			5%			
SR	Slew rate at unity gain	$V_i = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1			0.5			$\text{V}/\mu\text{s}$

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



TEST CIRCUIT

FIGURE 1—RISE TIME, OVERSHOOT, AND SLEW RATE

TYPICAL APPLICATION DATA

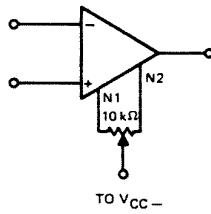


FIGURE 2—INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUIT



ELETRONICA VENETA spa - 31045 Motta di Livenza (Treviso) ITALY
Via Postumia. 16 – Tel. +39 0422 7657 r.a. – Fax +39 0422 861901
www.elettronicaveneta.com

All rights reserved. No part of this publication may be reproduced, stored in any retrieval system, or transmitted in any form or by any means, electronic, mechanical, photocopying, recording, or otherwise without the prior written permission of Elettronica Veneta S.p.a.