

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES  
Y DE TELECOMUNICACIÓN**

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**



**INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES**

**(5º Curso Ingeniería de Telecomunicación)**

**Tema VI:**

**Referencias de tensión y reguladores de tensión.**

**José María Drake Moyano  
Dpto. de Electrónica y Computadores  
Santander, 2005**

**Contenido:**

- VI.1 Referencias de tensión.**
- VI.2 Caracterización de las referencias de tensión.**
- VI.3 Circuitos de referencias de tensión.**
- VI.4 Fuentes de alimentación.**
- VI.5 Reguladores de tensión.**
- VI.6 Reguladores de tensión integrados.**

---

## ***CAPITULO 6***

### ***REFERENCIAS DE TENSION Y REGULADORES DE TENSION***

---

#### **6.1 REFERENCIAS DE TENSION.**

Una referencia de tensión proporciona una tensión de continua estable a corto y largo plazo que se utiliza como referencia estándar de otros muchos circuitos, como reguladores de tensión, convertidores A/D, D/A, tensión/frecuencia y frecuencia/tensión, multímetros, sensores, amplificadores logarítmicos, y otros muchos circuitos de instrumentación que tienen como finalidad medir magnitudes físicas de sistemas reales.

Los elementos de referencia de tensión juegan en los sistemas de instrumentación el mismo papel que el diapasón respecto de un equipo de música. Sin él se pueden hacer ajustes relativos pero no absolutos.

Los principales requerimientos de una referencia de tensión son la precisión y la estabilidad.

- La precisión define las diferencias de su salida con referencia al valor nominal, se suele medir como una cota del error absoluto o con el tanto por ciento de error relativo.
- La estabilidad define la influencia que sobre el valor de salida tienen los cambios de parámetros del entorno, temperatura, tensión de alimentación, carga, etc. Se suele medir en variación absoluta o relativa de la tensión de salida por unidad de variación de la magnitud externa cuya influencia se describe.

Para evitar errores debidos a autocalentamiento o interferencias externas intensas, las referencia de voltajes se diseñan con una baja capacidad de proporcionar intensidad de salida (habitualmente en el rango de algunos mA).

Los reguladores de tensión son circuitos capaces de proporcionar tensiones e intensidades muy estable a cargas mas bajas. Habitualmente están basados en elementos de referencia de tensión que proporcionan la precisión y estabilidad, junto con otros elementos de amplificación de potencia que los habilitan para transferirla a las cargas.

Aunque las características intrínsecas de los la tecnología semiconductora es poco apropiada para diseñar elementos con valores absolutos en su salida, existen un conjunto de configuraciones diseñadas de forma inteligente y habitualmente basadas en técnicas de compensación, que proporcionan tensiones e intensidades con valores bien definidos y prácticamente insensibles a los cambios de la temperatura y de otros factores de influencia ambiental.

## 6.2 PARÁMETROS DE CARACTERIZACIÓN DE LAS REFERENCIAS DE TENSIÓN.

La capacidad de un circuito de referencia de tensión para mantener su tensión nominal bajo condiciones externas variables se define a través de los siguientes cuatro parámetros,

- Regulación de línea (“*Line regulation*”).
- Regulación de carga (“*Load regulation*”).
- Coeficiente de variación con la temperatura (“*Temperature coefficient*”).
- Estabilidad a largo plazo (“*Long-term stability*”).

### Regulación de línea

La regulación de línea es una medida de la capacidad del circuito para mantener la tensión de salida nominal con variación de la tensión de alimentación. Habitualmente la tensión de alimentación es una tensión de continua no regulada, o a lo sumo, una tensión con un nivel de regulación mas bajo que el que se espera del elemento de referencia de tensión que se caracteriza.

Si denominamos  $V_i$  a la tensión de alimentación (no regulada) y  $V_o$  a la tensión de salida estabilizada, se define la regulación de línea como:

$$\text{Regulación de línea} \equiv \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \quad (mV/V)$$

una definición alternativa es:

$$\text{Regulación de línea} \equiv 100 \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta V_i} \quad (\%/V)$$

### Regulación de Carga

La regulación de carga es una medida de la capacidad del circuito para mantener la tensión de salida aunque cambie la corriente  $I_L$  que es consumida por la carga. Si el circuito fuera una fuente de tensión ideal, su salida debe ser independiente de  $I_L$ . La regulación de carga está directamente relacionada con la resistencia de salida del elemento de referencia de tensión. La regulación de carga se define con los dos modos siguientes,

$$\text{Regulación de carga} \equiv \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (mV/mA \text{ o } mV/A)$$

$$\text{Regulación de línea} \equiv 100 \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta I_L} \quad (\%/mA \text{ o } \%/A)$$

## Coefficiente de temperatura de la tensión de salida.

El coeficiente de temperatura de  $V_o$  ( $TC(V_o)$ ) mide la capacidad del circuito para mantener la tensión nominal de salida respecto de cambios de la temperatura del dispositivo. Se expresa con las tres formas siguientes:

$$TC(V_o) \equiv \frac{\Delta V_o}{\Delta T} \quad (mV/^{\circ}C \text{ o } \mu V/^{\circ}C)$$

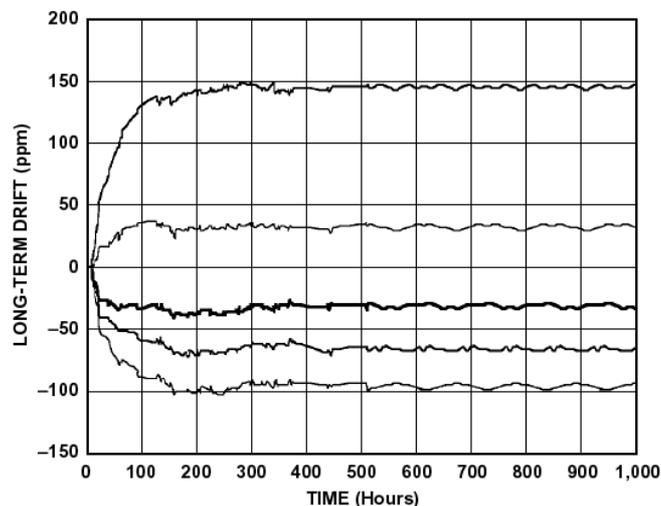
$$TC(V_o) \equiv 100 \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta T} \quad (\%/^{\circ}C)$$

$$TC(V_o) \equiv 10^6 \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta T} \quad (ppm/^{\circ}C)$$

## Estabilidad a largo plazo

La estabilidad a largo plazo es una medida de la capacidad del dispositivo de referencia de tensión para mantener la tensión de salida nominal durante tiempos largos. Se expresa habitualmente en ppm/1000 horas.

El concepto de estabilidad a largo plazo es equivoco. Aunque, como se ha indicado previamente, los fabricantes lo describen en ppm/1000 horas, este parámetro no puede extrapolarse para tiempos muy largos, sino que en estos casos debe utilizarse algún parámetro de desviación absoluta independiente del tiempo.



En la gráfica se muestran tres 5 casos típicos de evolución de la desviación. En todos ellos, existe una desviación neta inicial en un sentido (en las primeras 200 horas), pero esa variación no se mantiene indefinidamente en ese mismo sentido.

Así, si en un dispositivo se especifica que su desviación a largo plazo es de 70 ppm/1000 h no es razonable que se pueda extrapolar que en un año el cambio sea de 613 ppm, sino que la práctica muestra que a muy largo plazo, la desviación se sature al valor correspondiente a 2000h, y lo razonable es suponer que la desviación en un año es menor de sólo 140 ppm.

### Ejemplo:

Una referencia de tensión comercial de 10 V de tensión nominal, tiene una regulación de carga de 0.001%/V, un factor de regulación de carga de 0.002 %/mA, un coeficiente de temperatura TC de 1.0 ppm/°C y una estabilidad a largo plazo de 50 mV/1000 horas. Evaluar la variación absoluta de la tensión de salida  $V_o$ , bajo las siguientes condiciones:

a) La tensión de alimentación pueda cambiar entre 15 y 35 Voltios:

$$RC = 100 \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta V_i} = 0.001 \% / V \Rightarrow \Delta V_o = V_o \frac{RC}{100} \Delta V_i = 2 \text{ mV}$$

b) La resistencia de la carga puede variar entre 2.5 K $\Omega$  y 500  $\Omega$ .

$$\Delta I_L = \frac{10}{500} - \frac{10}{2500} = 9.6 \text{ mA}$$

$$RC = 100 \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta I_L} = 0.002 \% / \text{mA} \Rightarrow \Delta V_o = V_o \frac{RC}{100} \Delta I_L = 1.92 \text{ mV}$$

c) El dispositivo deba operar en un entorno de temperaturas que varía entre 0°C y 50°C:

$$TC(V_o) = 10^6 \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta T} = 1.0 \text{ ppm} / ^\circ \text{C} \Rightarrow \Delta V_o = V_o \frac{TC}{10^6} \Delta T = 0.5 \text{ mV}$$

d) Las variaciones de la tensión de salida durante 3 meses:

$$\Delta V_o = (50.0 \cdot 10^{-6}) / 1000 \times 10 \times (3 \times 30 \times 24) = 1.08 \text{ mV}$$

## **6.3 CIRCUITOS DE REFERENCIA DE TENSIÓN.**

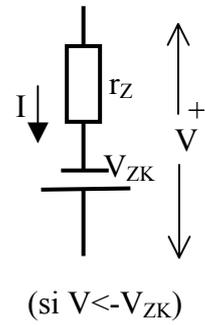
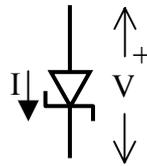
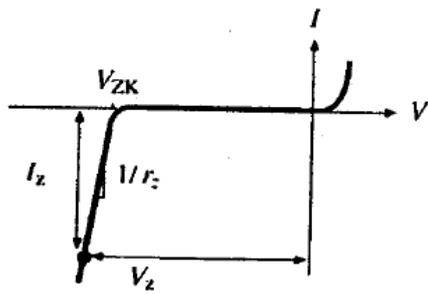
Actualmente existen tres tipos de circuitos de referencia de tensión:

- Circuitos de referencias de tensión basados en diodos Zener.
- Circuitos de referencia de tensión basados en el salto de banda “Band Gap”.
- Circuitos de referencias de tensión monolíticas.

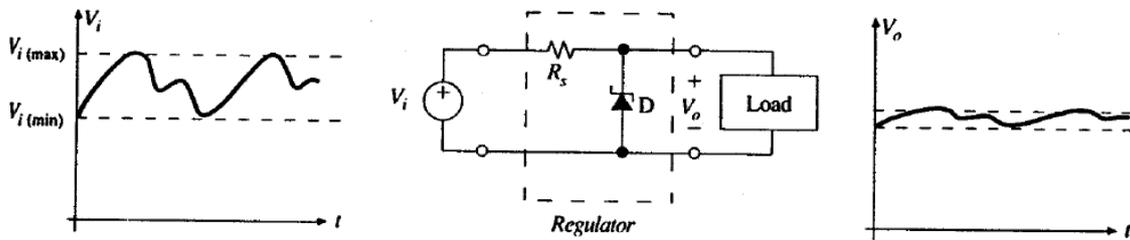
### **Referencias de tensión basadas en diodos Zener**

Diodo Zener es un nombre genérico que representa aquellos tipos de diodos bipolares que presentan una abrupta ruptura en su región de polarización inversa. Esta características pueden ser debidas a diferentes mecanismos, ruptura por avalancha, efecto túnel, etc. Los característico de un diodo Zener es que cuando se encuentra polarizada inversamente y se alcanza la tensión característica de ruptura  $V_{ZK}$ , comienza conducir con una resistencia dinámica  $r_Z$  muy baja (típicamente del orden de las decenas de ohmios).

En la figura se muestra la curva característica típica de un diodo Zener y su modelo equivalente cuando conduce en la región de ruptura.

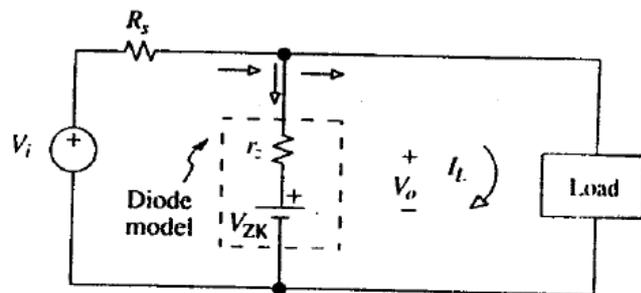
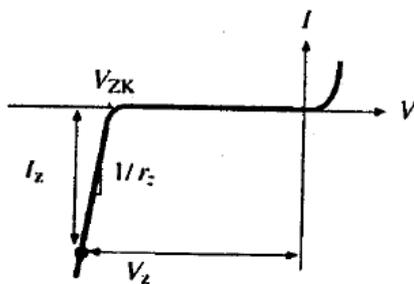
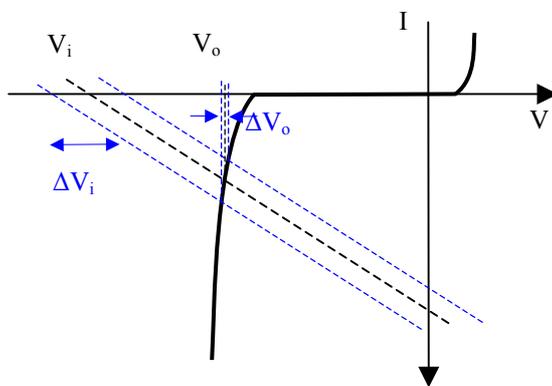


Un circuito de referencia de tensión basado en un diodo Zener consiste en un diodo Zener polarizado para que opere en su zona de ruptura. La polarización se realiza utilizando la fuente no regulada  $V_i$  y la resistencia  $R_s$ , que deben tener valores adecuados para que el diodo esté polarizado en su zona de ruptura.



Dada la característica vertical de la curva característica en la zona de ruptura, una modificación de  $V_i$  o  $R_L$  pueden cambiar significativamente la intensidad  $I$  que conduce el diodo Zener, pero hace cambiar sólo levemente la tensión de salida.

Aunque el circuito de referencia de tensión basado en diodo Zener es muy simple, es bastante instructivo analizar y caracterizar su comportamiento.



Para que el circuito opere como referencia de tensión, el diodo Zener ha de trabajar en su zona de ruptura, esto permite evaluar la tensión de polarización mínima que puede utilizarse.

$$V_i \frac{R_L}{R_s + R_L} > V_{ZK} \quad \Rightarrow \quad V_{i\min} > V_{ZK} \left( 1 + \frac{R_s}{R_{L\min}} \right)$$

Los fabricantes de diodos zener no especifican  $V_{ZK}$ , sino  $V_z$  en un punto que corresponde al 50% de la potencia que puede disipar el diodo. Un diseño correcto debe polarizar el diodo con intensidades superiores al de este valor ( $I_{z\min}$ ).

El valor que debe utilizarse para la resistencia de polarización debe resultar de un compromiso para que el zener opere siempre en zona de ruptura y para evitar una disipación excesiva de potencia en el diodo. Un compromiso razonable es imponer  $I_{z\min}$  igual al 2% o 30 % de  $I_{L\max}$ ,

$$V_{i\min} = V_{ZK} + r_z I_{z\min} + R_s [I_{z\min} + I_{L\max}] \quad \Leftrightarrow \quad R_s = \frac{V_{i\min} - V_{ZK} - r_z I_{z\min}}{I_{z\min} + I_{L\max}}$$

El valor de la salida puede evaluarse utilizando el principio de superposición,

$$V_o = \frac{r_z}{R_s + r_z} V_i + \frac{R_s}{R_s + r_z} V_{ZK} - (R_s // R_L) I_L$$

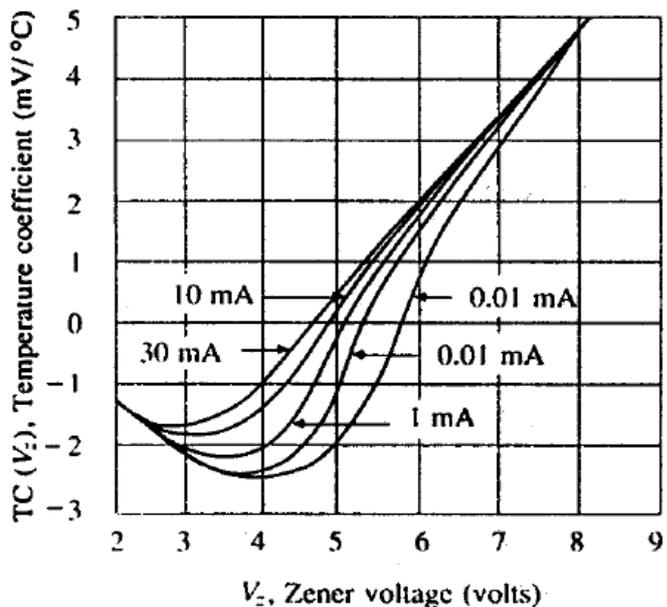
En una referencia de tensión,  $V_o$  sólo debe depender de  $V_{ZK}$ . La dependencia de  $V_o$  de  $V_i$  y de  $I_L$  se expresa en términos de la regulación de línea y de carga.

$$\text{Regulación de línea} = \frac{r_z}{R_s + r_z}$$

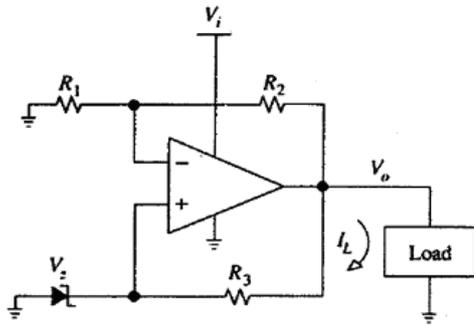
$$\text{Regulación decarga} = r_z // R_s = \frac{r_z R_s}{r_z + R_s}$$

La deriva térmica de un circuito de referencia de tensión basado en diodo Zener, depende fundamentalmente de las características del diodo. Los fabricantes suelen proporcionar unas curvas que muestran la dependencia del coeficiente de variación de la tensión de zener con la temperatura. Utilizando estas curvas se puede ajustar el  $TC(V_z)$  al valor que requieren las especificación.

$$TC(V_z) = \frac{\partial V_z}{\partial T} = f(V_z, I_z)$$



Los circuitos de referencia de tensión basados en diodos zener pueden mejorarse utilizando el siguiente esquema, en el que se utiliza la propia tensión regulada para polarizar el diodo Zener, e independizando la polarización de la carga.



$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_z$$

En este circuito el amplificador operacional aísla el diodo de la carga, de modo que la regulación de carga resulta ser la impedancia de salida del amplificador operacional en bucle cerrado,

$$\text{Regulación de carga} = \frac{Z_{oAO}}{1 + \alpha A_d}$$

siendo  $Z_{oAO}$  la impedancia de salida del amplificador operacional en cadena abierta,  $\alpha$  el factor de retorno de realimentación  $\alpha = R_1 / (R_1 + R_2)$  y  $A_d$  la ganancia diferencial del amplificador operacional en cadena abierta.

El diodo zener está alimentado por  $V_o$ , en vez de  $V_i$  ( la tensión no regulada que se utiliza como alimentación). Este método llamado “autorregulación”, evita que las variaciones de  $V_i$  afecten a la polarización del diodo zener, y en consecuencia en  $V_z$ . En este caso, la regulación de línea viene determinada principalmente por el PSSR del amplificador operacional, el cual representa los cambios en  $V_o$  debidos a los cambios en la fuente de alimentación.

$$\text{Regulación de línea} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \text{PSSR} \quad (\text{PSSR en } \mu\text{V/V})$$

### Referencias de tensión de salto de banda (“bandgap”)

En los circuitos actuales se trabaja con tensiones de alimentación muy bajas, y se requiere disponer de tensiones de referencia compatibles con ellas. La tensión de los Zener comerciales está por encima de los 3.3 voltios y es excesiva para estos circuitos. Este problema se soluciona utilizando los circuitos de referencias basados en salto de banda.

Las referencias de tensión basadas en salto de banda se basan en la compensación del coeficiente de temperatura negativo de la tensión VBE de una unión base-emisor de un transistor bipolar, con el coeficiente de temperatura positivo de la tensión térmica  $V_T$ .

En un transistor bipolar polarizado en la región activa, se verifica:

$$I_C = I_s \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \Rightarrow V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_s}\right) \quad \text{siendo:} \quad \begin{aligned} V_T &= \frac{kT}{q} \\ I_s &= BA_E T^3 \exp\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right) \end{aligned}$$

donde T es la temperatura absoluta en °K, A<sub>E</sub> es el área de la unión base emisor, V<sub>GO</sub> es la tensión de salto de banda que para el silicio a T=0°K es V<sub>GO</sub>=1.205 V. y B es una constante. A temperatura ambiente (25°C), V<sub>T</sub>=25.7 mV e I<sub>s</sub> esté en el rango de los pA a fA.

Los coeficientes de variación con la temperatura de V<sub>T</sub> y V<sub>BE</sub> son,

$$\begin{aligned} TC(V_T) &= \frac{\partial V_T}{\partial T} = \frac{k}{q} = 0.0862 \text{ mV}/^\circ\text{C} > 0 \\ TC(V_{BE}) &= \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \ln\left(\frac{I_C}{I_s}\right) \frac{\partial V_T}{\partial T} - V_T \frac{\partial(\ln I_s)}{\partial T} = \frac{k}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_s}\right) - V_T \left[ \frac{3}{T} + \frac{1}{T} \frac{V_{GO}}{V_T} \right] = \\ &= \frac{V_{BE}}{T} - \frac{3V_T}{T} - \frac{V_{GO}}{T} = \frac{V_{BE} - V_{GO}}{T} - 3 \frac{k}{T} < 0 \end{aligned}$$

Dado que los coeficientes de temperatura tienen polaridad opuesta, si en un circuito como el que se muestra en la figura, se suman dos componentes con tensiones proporcionales a V<sub>T</sub> y V<sub>BE</sub>, los coeficientes de temperatura se cancelan y da a lugar a una referencia de tensión estable. El amplificador operacional sirve para elevar el valor de la tensión de referencia V<sub>ref</sub> a un valor más estándar.

En el circuito la tensión proporcional a V<sub>T</sub> se obtiene utilizando una fuente de corriente de Widlar. Despreciando las intensidades de base de los transistores, resulta,

$$V_{R2} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{s1}}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{s2}}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{C1} I_{s2}}{I_{C2} I_{s1}}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right)$$

La tensión de referencia en la salida, resulta

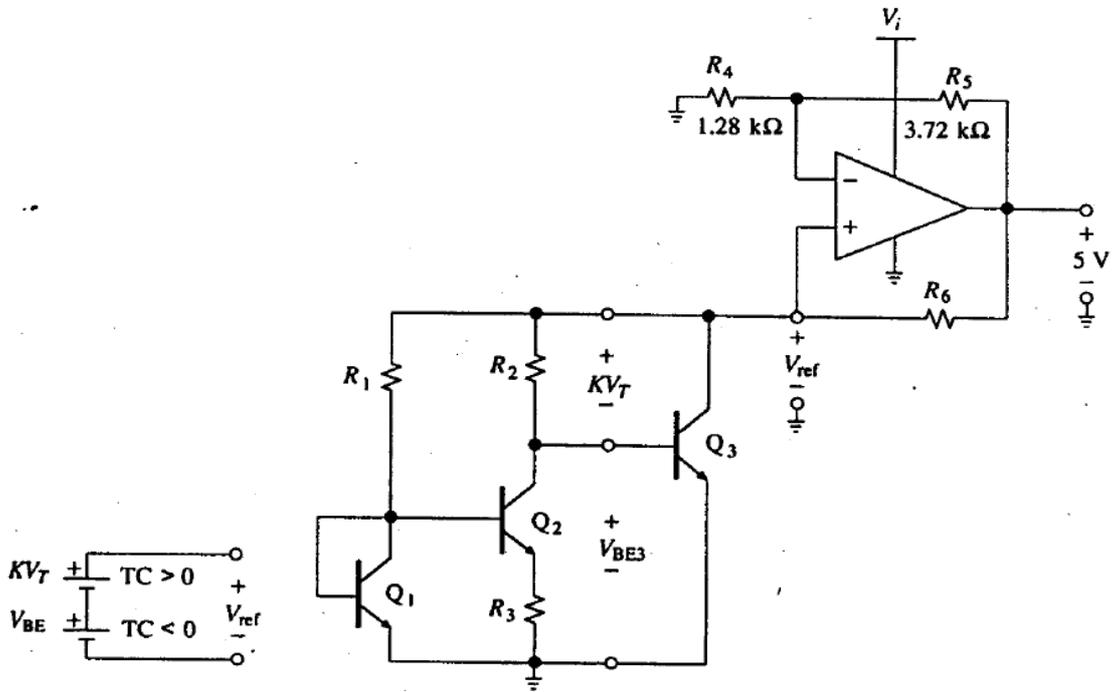
$$V_o = V_{ref} \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \Rightarrow V_{ref} = V_{BE3} + V_{R2} = V_{BE3} + kV_T \quad \text{siendo} \quad \begin{cases} V_{R2} = K V_T \\ K = \frac{R_2}{R_3} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right) \end{cases}$$

el valor de K y V<sub>ref</sub> para los que TC(V<sub>ref</sub>)=TC(K V<sub>T</sub>)+TC(V<sub>BE</sub>)=0 es

$$TC(V_{ref}) = TC(K V_T) + TC(V_{BE3}) = K \frac{k}{q} - \left(\frac{V_{GO} - V_{BE3}}{T} + 3 \frac{k}{T}\right) = 0 \Rightarrow K = \frac{V_{GO} - V_{BE3}}{V_T} + 3$$

resultando la tensión nominal del dispositivo bandgap,

$$V_{ref} = V_{GO} + 3V_T = 1.282 V \quad (T = 25^\circ C)$$



En la figura se muestra el diagrama del circuito de referencia de tensión integrado LM385-2.5.

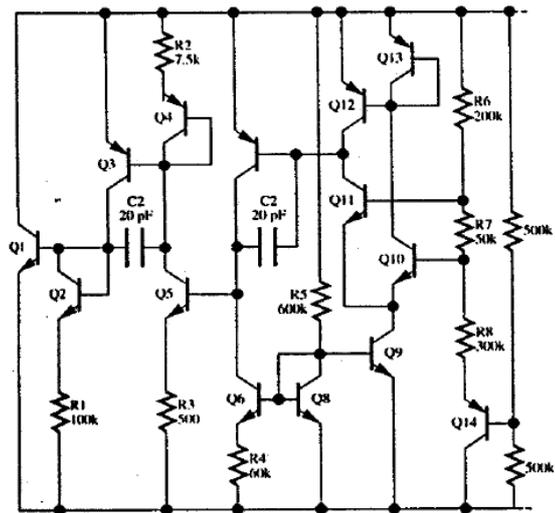
*Características:*

$$V_o = 2.5V$$

$$TC = 20 \text{ ppm}/^\circ C$$

$$R_z = 0.4 \Omega$$

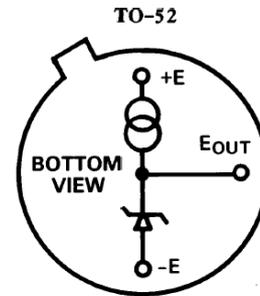
*Corriente de polarización 20μA a 20 mA*



### FEATURES

**Laser Trimmed to High Accuracy:** 2.500 V  $\pm$  0.4%  
**3-Terminal Device:** Voltage In/Voltage Out  
**Excellent Temperature Stability:** 10 ppm/ $^{\circ}$ C (AD580M, U)  
**Excellent Long-Term Stability:** 250  $\mu$ V (25  $\mu$ V/Month)  
**Low Quiescent Current:** 1.5 mA max  
**Small, Hermetic IC Package:** TO-52 Can  
**MIL-STD-883 Compliant Versions Available**

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



### PRODUCT DESCRIPTION

The AD580 is a three-terminal, low cost, temperature compensated, bandgap voltage reference which provides a fixed 2.5 V output for inputs between 4.5 V and 30 V. A unique combination of advanced circuit design and laser-wafer trimmed thin-film resistors provide the AD580 with an initial tolerance of  $\pm$ 0.4%, a temperature stability of better than 10 ppm/ $^{\circ}$ C and long-term stability of better than 250  $\mu$ V. In addition, the low quiescent current drain of 1.5 mA max offers a clear advantage over classical Zener techniques.

The AD580 is recommended as a stable reference for all 8-, 10- and 12-bit D-to-A converters that require an external reference. In addition, the wide input range of the AD580 allows operation with 5 volt logic supplies making the AD580 ideal for digital panel meter applications or whenever only a single logic power supply is available.

The AD580J, K, L and M are specified for operation over the 0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C temperature range; the AD580S, T and U are specified for operation over the extended temperature range of -55 $^{\circ}$ C to +125 $^{\circ}$ C.

### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. Laser-trimming of the thin-film resistors minimizes the AD580 output error. For example, the AD580L output tolerance is  $\pm$ 10 mV.
2. The three-terminal voltage in/voltage out operation of the AD580 provides regulated output voltage without any external components.
3. The AD580 provides a stable 2.5 V output voltage for input voltages between 4.5 V and 30 V. The capability to provide a stable output voltage using a 5-volt input makes the AD580 an ideal choice for systems that contain a single logic power supply.
4. Thin-film resistor technology and tightly controlled bipolar processing provide the AD580 with temperature stabilities to 10 ppm/ $^{\circ}$ C and long-term stability better than 250  $\mu$ V.
5. The low quiescent current drain of the AD580 makes it ideal for CMOS and other low power applications.
6. The AD580 is available in versions compliant with MIL-STD-883. Refer to the Analog Devices Military Products Databook or current AD580/883B data sheet for detailed specifications.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage	40 V
Power Dissipation @ +25 $^{\circ}$ C	
Ambient Temperature	350 mW
Derate above +25 $^{\circ}$ C	2.8 mW/ $^{\circ}$ C
Lead Temperature (Soldering 10 sec)	+300 $^{\circ}$ C
Thermal Resistance	
Junction-to-Case	100 $^{\circ}$ C
Junction-to-Ambient	360 $^{\circ}$ C/W

# AD580—SPECIFICATIONS (@ $E_{IN} = +15\text{ V}$ and $+25^\circ\text{C}$ )

Model	AD580J			AD580K			AD580L			AD580M			Units	
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE (Error from Nominal 2.500 Volt Output)			<b><math>\pm 75</math></b>			<b><math>\pm 25</math></b>			<b><math>\pm 10</math></b>			<b><math>\pm 10</math></b>	mV	
OUTPUT VOLTAGE CHANGE $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			<b>15</b> 85			<b>7</b> 40			<b>4.3</b> 25			<b>1.75</b> 10	mV ppm/ $^\circ\text{C}$	
LINE REGULATION $7\text{ V} \leq V_{IN} \leq 30\text{ V}$ $4.5\text{ V} \leq V_{IN} \leq 7\text{ V}$		<b>1.5</b> 0.3	<b>6</b> 3		<b>1.5</b> 0.3	<b>4</b> 2			<b>2</b> 1			<b>2</b> 1	mV mV	
LOAD REGULATION $\Delta I = 10\text{ mA}$			<b>10</b>			<b>10</b>			<b>10</b>			<b>10</b>	mV	
QUIESCENT CURRENT		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>	mA	
NOISE (0.1 Hz to 10 Hz)		<b>8</b>			<b>8</b>			<b>8</b>			<b>8</b>		$\mu\text{V}$ (p-p)	
STABILITY Long Term Per Month			<b>250</b> 25			<b>250</b> 25			<b>250</b> 25			<b>250</b> 25	$\mu\text{V}$ $\mu\text{V}$	
TEMPERATURE PERFORMANCE Specified Operating Storage	<b>0</b> -55 -65		<b>+70</b> +125 +175	<b>0</b> -55 -65		<b>+70</b> +125 +175	<b>0</b> -55 -65		<b>+70</b> +125 +175	<b>0</b> -55 -65		<b>+70</b> +125 +175	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$	
PACKAGE OPTION* TO-52 (H-03A)		<b>AD580JH</b>			<b>AD580KH</b>			<b>AD580LH</b>			<b>AD580MH</b>			

Model	AD580S			AD580T			AD580U			Units			
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max				
OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE (Error from Nominal 2.500 Volt Output)			<b><math>\pm 25</math></b>			<b><math>\pm 10</math></b>			<b><math>\pm 10</math></b>	mV			
OUTPUT VOLTAGE CHANGE $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			<b>25</b> 55			<b>11</b> 25			<b>4.5</b> 10	mV ppm/ $^\circ\text{C}$			
LINE REGULATION $7\text{ V} \leq V_{IN} \leq 30\text{ V}$ $4.5\text{ V} \leq V_{IN} \leq 7\text{ V}$		<b>1.5</b> 0.3	<b>6</b> 3			<b>2</b> 1			<b>2</b> 1	mV mV			
LOAD REGULATION $\Delta I = 10\text{ mA}$			<b>10</b>			<b>10</b>			<b>10</b>	mV			
QUIESCENT CURRENT		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>		<b>1.0</b>	<b>1.5</b>	mA			
NOISE (0.1 Hz to 10 Hz)		<b>8</b>			<b>8</b>			<b>8</b>		$\mu\text{V}$ (p-p)			
STABILITY Long Term Per Month			<b>250</b> 25			<b>250</b> 25			<b>250</b> 25	$\mu\text{V}$ $\mu\text{V}$			
TEMPERATURE PERFORMANCE Specified Operating Storage	<b>-55</b> -55 -65		<b>+125</b> +150 +175	<b>-55</b> -55 -65		<b>+125</b> +150 +175	<b>-55</b> -55 -65		<b>+125</b> +150 +175	<b>-55</b> -55 -65		<b>+125</b> +150 +175	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$
PACKAGE OPTION* TO-52 (H-03A)		<b>AD580SH</b>			<b>AD580TH</b>			<b>AD580UH</b>					

## NOTES

\*H = Metal Can.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in **boldface** are tested on all production units.

# AD580

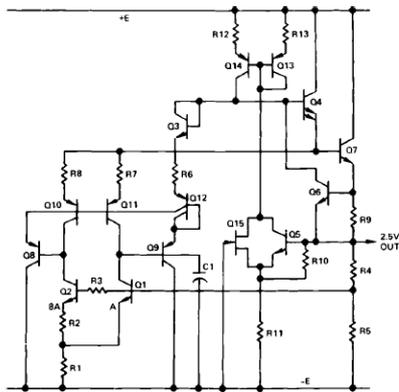


Figure 3. AD580 Schematic Diagram

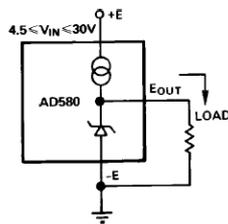


Figure 4. AD580 Connection Diagram

## VOLTAGE VARIATION VS. TEMPERATURE

Some confusion exists in the area of defining and specifying reference voltage error over temperature. Historically, references are characterized using a maximum deviation per degree Centigrade; i.e., 10 ppm/°C. However, because of the inconsistent nonlinearities in Zener references (butterfly or "S" type characteristics), most manufacturers use a maximum limit error band approach to characterize their references. This technique measures the output voltage at 3 to 5 different temperatures and guarantees that the output voltage deviation will fall within the guaranteed error band at these discrete temperatures. This approach, of course, makes no mention or guarantee of performance at any other temperature within the operating temperature range of the device.

The consistent Voltage vs. Temperature performance of a typical AD580 is shown in Figure 5. Note that the characteristic is quasi-parabolic, not the possible "S" type characteristics of classical Zener references. This parabolic characteristic permits a maximum output deviation specification over the device's full operating temperature range, rather than just at 3 to 5 discrete temperatures.

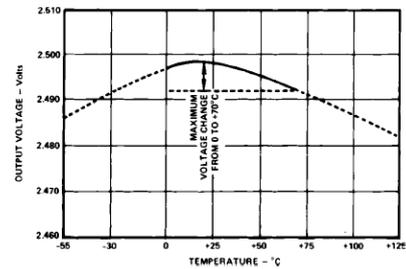


Figure 5. Typical AD580K Output Voltage vs. Temperature

The AD580M guarantees a maximum deviation of 1.75 mV over the 0°C to +70°C temperature range. This can be shown to be equivalent to 10 ppm/°C average maximum; i.e.,

$$\frac{1.75 \text{ mV max}}{70^\circ\text{C}} \times \frac{1}{2.5 \text{ V}} = 10 \text{ ppm}/^\circ\text{C max average}$$

The AD580 typically exhibits a variation of 1.5 mV over the power supply range of 7 volts to 30 volts. Figure 6 is a plot of AD580 line rejection versus frequency.

## NOISE PERFORMANCE

Figure 7 represents the peak-to-peak noise of the AD580 from 1 Hz (3 dB high end shown on the horizontal axis) to a 3 dB high end shown on the horizontal axis. Peak-to-peak noise from 1 Hz to 1 MHz is approximately 600  $\mu\text{V}$ .

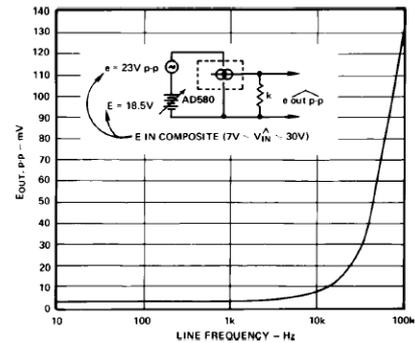


Figure 6. AD580 Line Rejection Plot

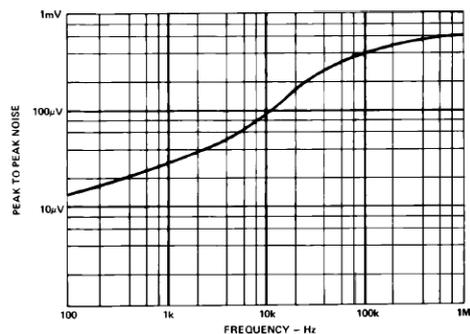
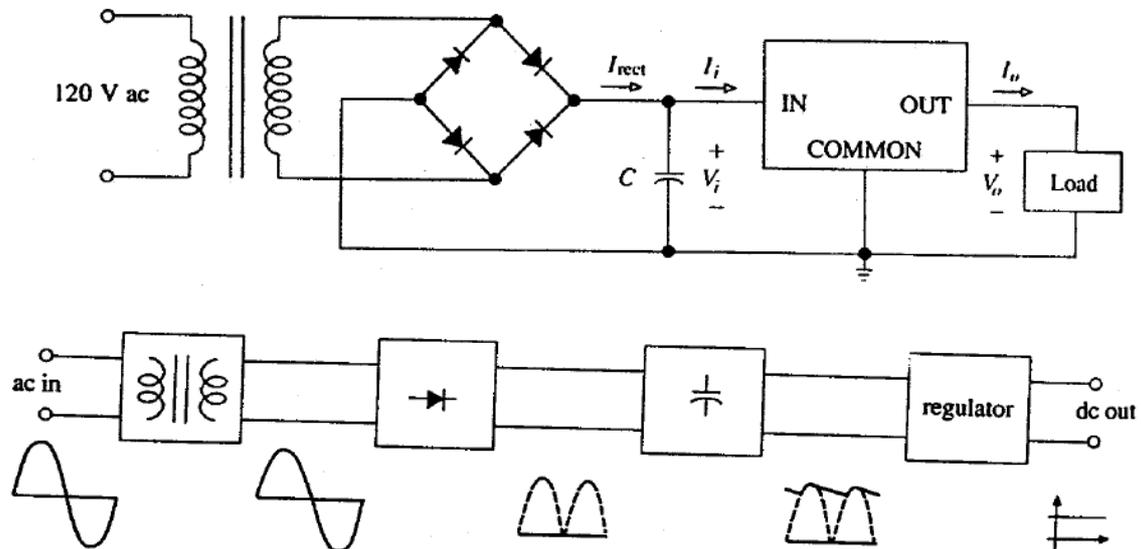


Figure 7. Peak-to-Peak Output Noise vs. Frequency

## 6.4 FUENTES DE ALIMENTACIÓN.

Todos los equipos electrónicos requieren una o varias fuentes de alimentación de continua para poder operar. Las fuentes de alimentación sencillas están construidas con un transformador, un rectificador, un filtro y un regulador de tensión.



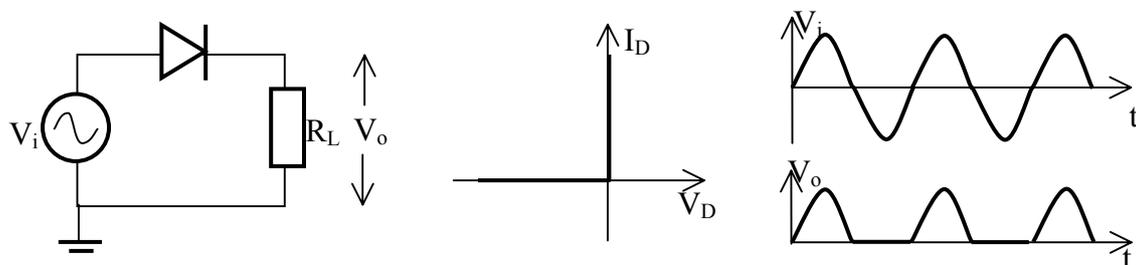
La función de un regulador de tensión es proporcionar una tensión estable y bien especificada para alimentar los equipos. El regulador de tensión utiliza como fuente de alimentación la fuente de alimentación no regulada construida con elementos pasivos.

### Rectificación

La rectificación es el proceso no lineal por el que se obtiene una señal con nivel de continua a partir de una señal sinusoidal sin nivel de continua.

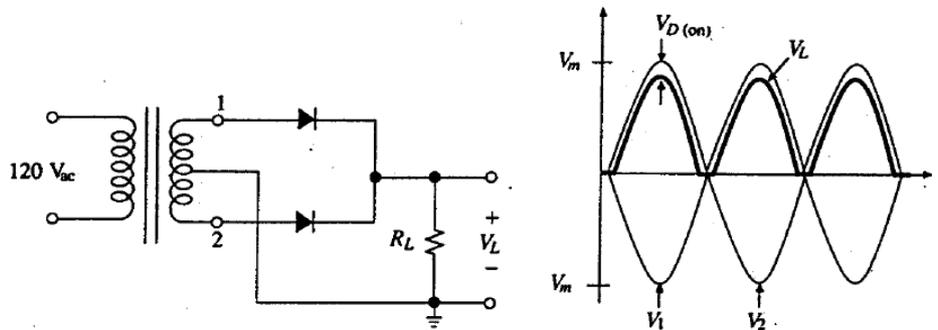
#### Rectificador de media onda.

Aprovecha la características de conducción unipolar de un diodo semiconductor



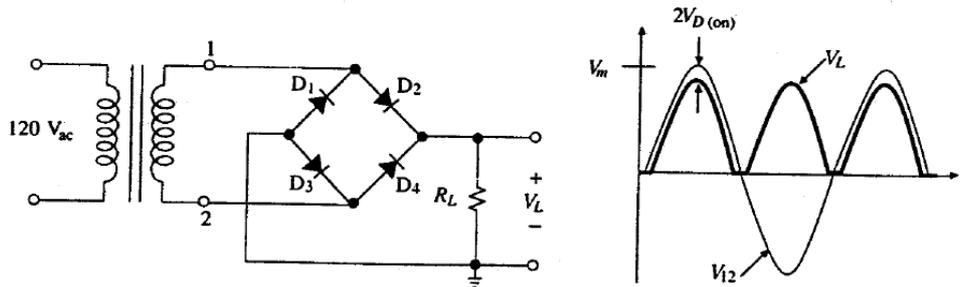
### Rectificador de onda completa

Utiliza dos señales invertidas obtenidas mediante un transformador con dos secundarios idénticos, así como dos diodos para conseguir formas de ondas con nivel de continua en sendos semiciclos.



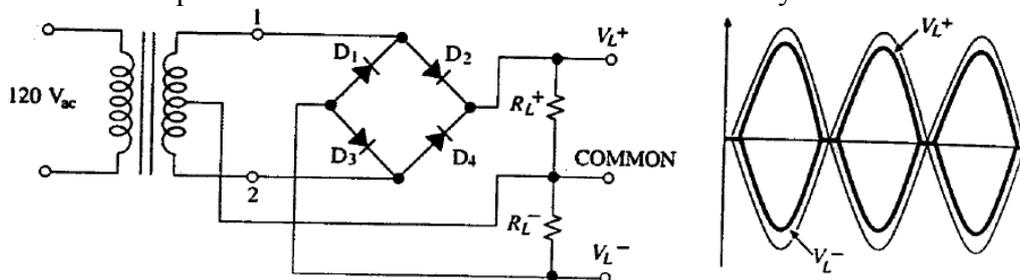
### Rectificador basado en un puente de diodos

Utiliza un puente constituido por cuatro diodos, y la no existencia de una referencia de tensión común entre la señal de entrada y la de salida, para obtener una señal rectificada a doble onda, y utilizando sólo un transformador con un devanado secundario simple.



### Fuente de alimentación doble

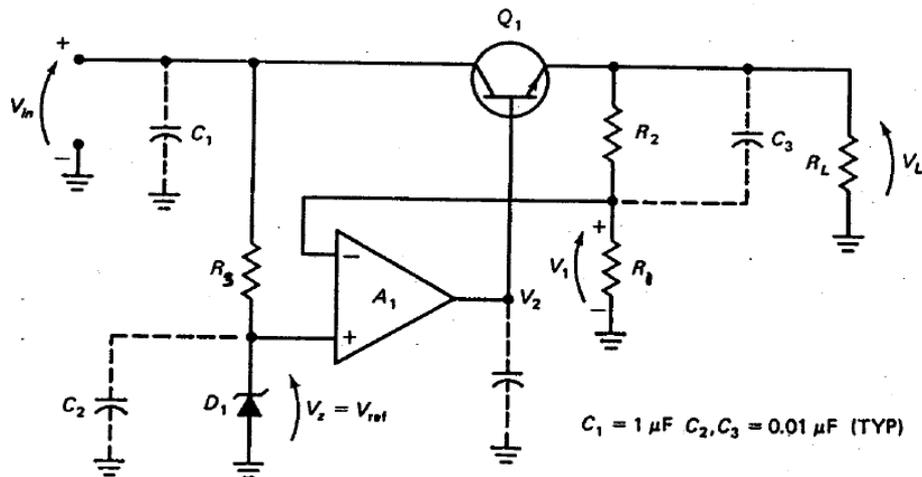
En la figura se muestra la utilización de un puente de diodos y un transformador con secundario doble para construir una fuente de alimentación doble y simétrica.



Los diodos que se utilizan en los rectificadores de potencia son muy diferentes de los diodos de señal. Los diodos de señal se diseñan para conseguir alta velocidad, bajas pérdidas y bajas capacidades parásitas. Por el contrario, los diodos de potencia se diseñan para que sean capaces de conducir grandes intensidades directa y para que tengan tensiones de ruptura inversa muy elevadas. Un diodo de rectificación convencional permiten corrientes directas de hasta 50 A y hasta 600 V de tensión de ruptura inversa.

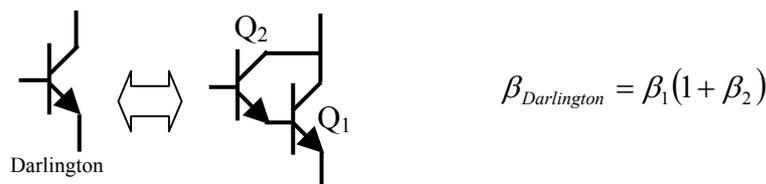
## 6.5 REGULADORES DE TENSIÓN.

La configuración mas típica de un regulador de tensión es la que se muestra en la figura y que se denomina regulación en serie. Entre la fuente de entrada y la carga se coloca un elemento que soporta la diferencia de tensión que se requiere para que la tensión en la carga sea la especificada.



Este mismo circuito puede verse como una amplificador de potencia que genera de forma precisa en su salida una tensión proporcional a la de referencia.

Los transistores de potencia (como Q1) suelen tener valores muy bajos de  $\beta$  (a veces tan bajos como 10), por lo que es habitual utilizar configuraciones Darlington. Estas consiguen ganancias de intensidad muy altas, pero requieren tensiones colector-emisor de saturación altas ( 1 voltio).



La disipación de potencia del circuito de regulación de tensión se realiza en el transistor de potencia, que soporta la diferencia de tensión entre la no regulada y la regulada, y por el que pasa la corriente de la carga. Esto significa que este transistor requiere habitualmente que se le realice el diseño térmico.

Se define la eficiencia de un regulador como la relación entre la potencia que proporciona a la carga y la que requiere de la fuente no regulada,

$$\eta = \frac{P_L}{P_F} = \frac{V_o I_L}{V_i I_F} \approx \frac{V_o}{V_i} \quad \Rightarrow \quad P_Q = (V_i - V_o) I_L = P_L \frac{1 - \eta}{\eta}$$

## Protección contra sobrecargas

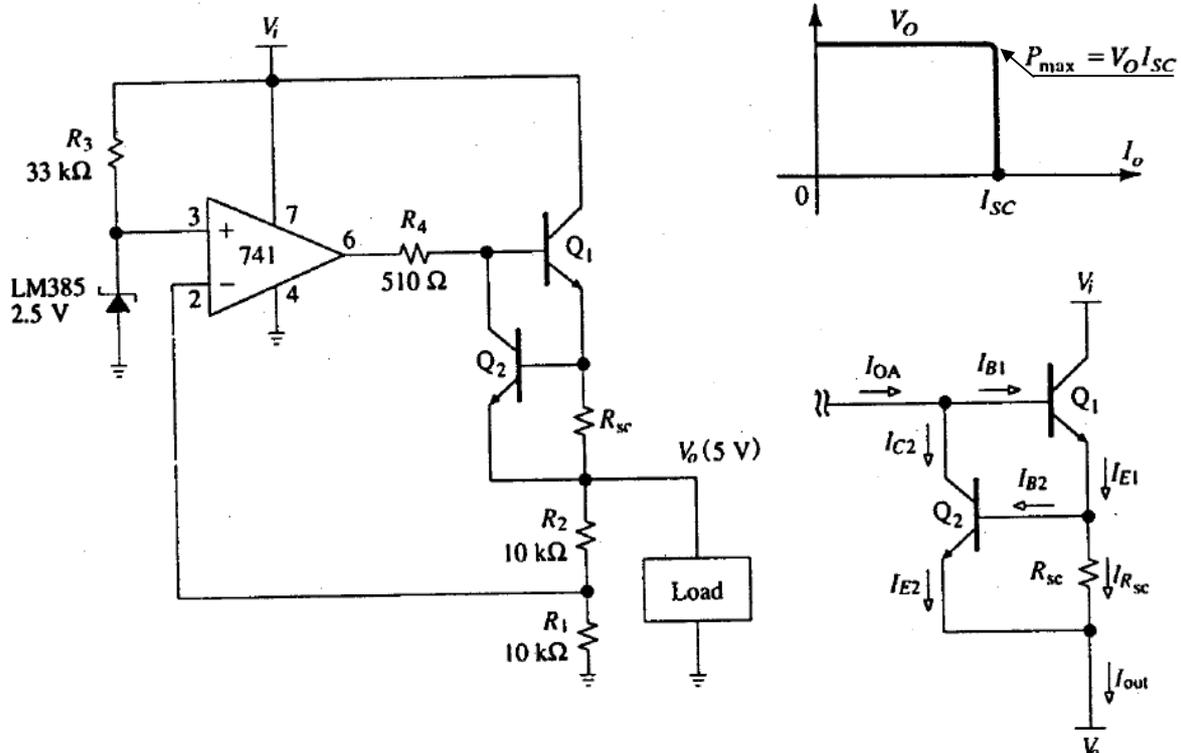
El propósito del circuito de protección contra sobrecarga es evitar que la potencia que se disipa en el transistor en serie exceda de un nivel de seguridad, tras el que se podría destruir irreversiblemente.

Hay dos técnicas para implementar este sistema de protección:

- Como un limitador de la intensidad máxima que el circuito puede transferir a la carga.
- Limitando la máxima temperatura que puede alcanzar el transistor.

### Limitador de intensidad

En la figura se muestra la forma más sencilla de implementar un limitador de la intensidad de salida. Se basa en colocar una pequeña resistencia  $R_{sc}$  en serie con la línea de salida, y un transistor  $Q_2$  que comienza a conducir cuando se alcanza la intensidad límite.



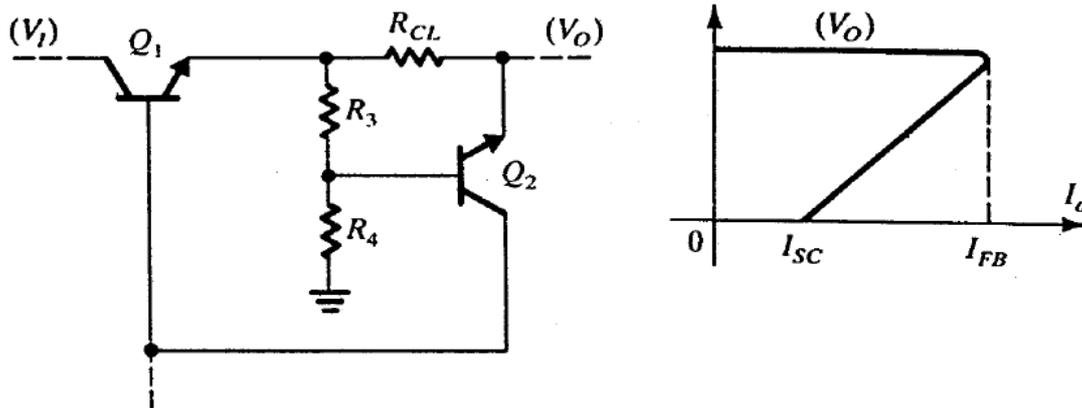
La máxima intensidad que puede proporcionar en su salida el regulador de tensión, es aquella que hace alcanzar en la resistencia  $R_{sc}$  la tensión de umbral de la unión base-emisor del transistor  $Q_2$ ,

$$I_{Lmax} \approx \frac{V_{BE}}{R_{sc}}$$

Una dificultad de este circuito es que aun bajo condiciones de cortocircuito aún puede generar una potencia relevante, que puede destruir el circuito si el cortocircuito perdura durante tiempos prolongados.

## Limitación de corriente con foldback

En este caso cuando la carga baja por debajo de la admitida, se reduce simultáneamente la tensión y la corriente de salida. En este caso, una vez que se alcanza la corriente de carga máxima ( $I_{FB}$ ), el voltaje de salida disminuye y la corriente de la carga se reduce. Esto reduce la disipación de potencia del regulador de tensión.



Bajo condiciones normales de carga,  $R_3$ ,  $R_4$  y  $Q_2$  no tienen efecto sobre la operación del circuito. Bajo condiciones de sobrecarga, la caída de tensión en  $R_{CL}$  hará que  $Q_2$  conduzca, robando intensidad de la base del transistor de regulación  $Q_1$ , y provocando una disminución de la tensión de salida. La disminución de  $V_o$  reduce aún más la caída de tensión en  $R_3$ , haciendo que  $Q_2$  se sature y reduciendo aún más la corriente y la tensión en la carga.

Las intensidades  $I_{FB}$  e  $I_{SC}$  se pueden deducir de las ecuaciones,

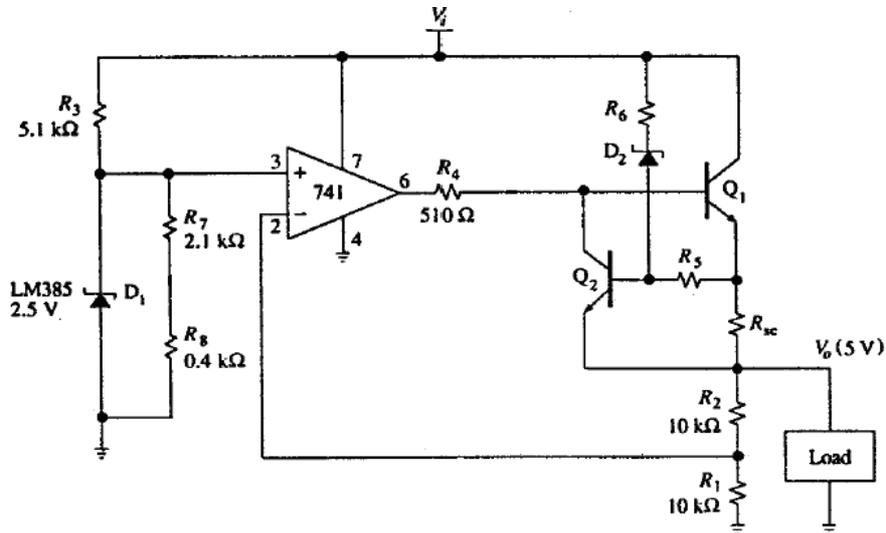
$$\text{Si } V_o = 0 \Rightarrow I_L = I_{SC} \quad \text{y} \quad V_{BE2} = I_{SC} R_{CL} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \Rightarrow I_{FB} = \frac{V_o R_3}{R_4 R_{CL}} + \frac{V_{BE2} (R_3 + R_4)}{R_4 R_{CL}}$$

$$\text{Si } I_L = I_{FB} \Rightarrow R_{CL} I_{FB} = (V_o + I_{FB} R_{CL}) \frac{R_3}{R_3 + R_4} + V_{BE2} \Rightarrow I_{SC} = \frac{V_{BE2}}{R_{CL}} \left( \frac{R_3 + R_4}{R_4} \right)$$

La corriente de cortocircuito  $I_{SC}$  no debe ser muy pequeña ya que en ese caso se dificulta la recuperación del circuito cuando desaparece el cortocircuito. Un valor razonable  $I_{SC} = I_{FB}/3$ .

## Protección contra segunda ruptura (SOA)

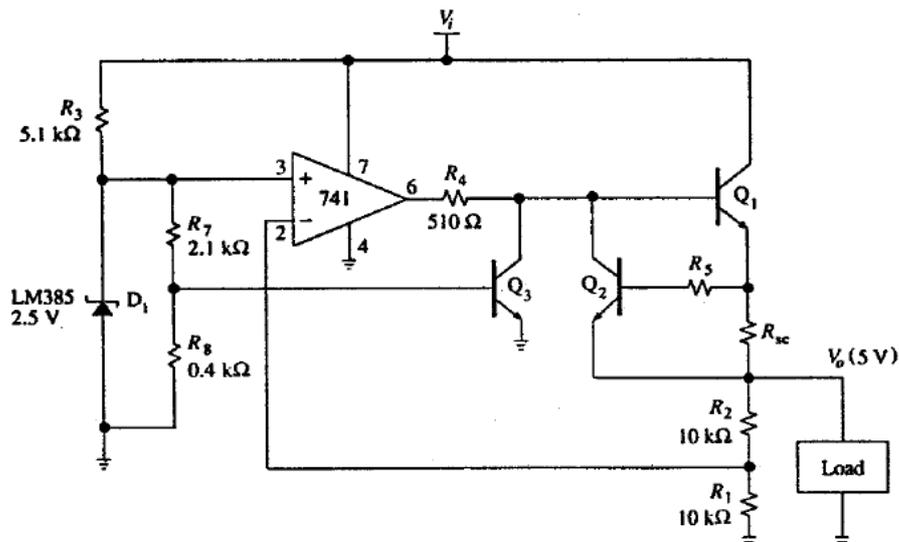
Esta protección trata de evitar el incremento de la potencia del transistor de regulación por incremento excesivo de  $V_i$  y en consecuencia de  $V_{CE}$ .



Esta forma de protección se implementa mediante el diodo zener  $D_2$ . Para valores de  $V_i$  normales, el diodo zener  $D_2$  no conduce y el mecanismo de protección permanece inactivo. Por el contrario, cuando  $V_i$  supera  $V_o + V_{z_s}$ ,  $D_2$  y  $Q_3$  conducen y limitan la corriente de salida.

## Protección por disparo térmico.

Este mecanismo se dispara cuando la temperatura del circuito alcanza una cierta temperatura predeterminada, que puede causar la destrucción del circuito.



En la figura se ha implementado mediante el transistor  $Q_3$ . Este transistor está en corte mientras que la temperatura sea tolerable. Cuando la temperatura aumenta, la tensión de umbral de la unión base-emisor de  $Q_3$  disminuye, y cuando  $Q_3$  comienza a conducir reduce la intensidad de base del transistor de regulación  $Q_1$ .

## 6.6 REGULADORES DE TENSIÓN INTEGRADOS.

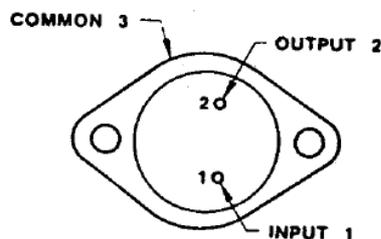
Actualmente los reguladores de tensión se implementan mediante circuitos integrados que incluye casi todos los elementos que requieren, y que con sólo algunos elementos de ajuste permiten diseñar la fuente de alimentación.

### Reguladores de tensión con tres terminales

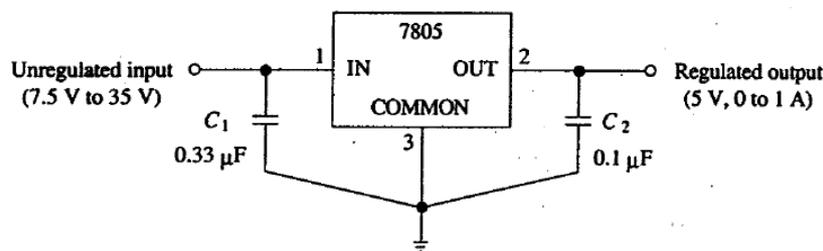
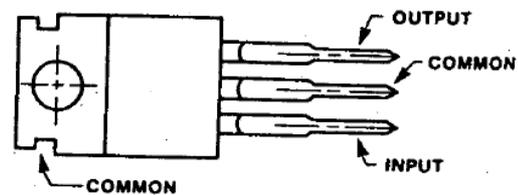
Son aquellos que incluyen la totalidad de los elementos del regulador de tensión. Los tres terminales son la tensión de alimentación no regulada de entrada ( $V_i$ ), la tensión regulada de salida ( $V_o$ ) y la tierra de referencia común (GRND).

Se suelen disponer para las tensiones nominales estándar (5V, 6V, 9V, 12V, 15V, 18V y 24V)

Connection Diagram  
TO-3 Package

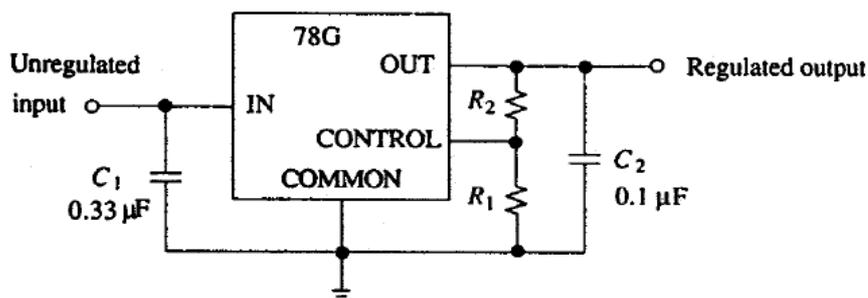


Connection Diagram  
To-220 Package



### Reguladores de tensión ajustables de 4 terminales

Permiten obtener una tensión nominal ajustable y no estándar. En la figura se muestra el ejemplo del circuito  $\mu\text{A}78\text{G}$ . Las hojas características especifican que el divisor de tensión debe ser establecido para que en el terminal CONTROL la tensión sea de 5.0V. Así mismo recomienda que la intensidad del circuito de realimentación sea superior a 1 mA.

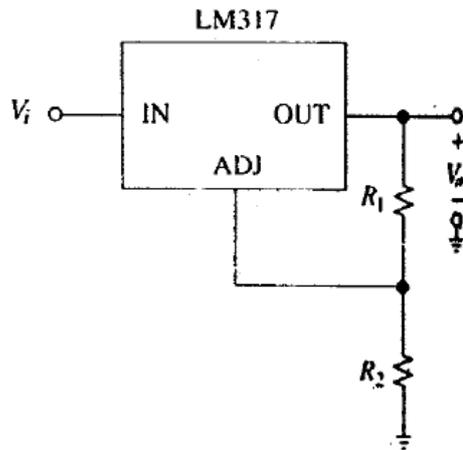


$$V_o = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) 5V$$

## Reguladores de tensión ajustables de tres terminales

Los reguladores de tensión ajustables de tres terminales requieren también de algunas resistencias externas para establecer la tensión de salida. Básicamente son reguladores de tensión de tres terminales con corrientes de polarización o muy pequeñas o bien especificadas.

Por ejemplo para el regulador LM 317 que se utiliza en la figura, sus características especifican que la intensidad de polarización es  $I_Q = 50\mu\text{A}$  y que la diferencia entre la tensión  $V_o$  que se regula y la del terminal de ajuste (ADJ) es  $V_J = 1.25\text{V}$



$$V_o = V_{R1} + V_{R2} = R_2 \left( I_Q + \frac{V_J}{R_1} \right) + V_J$$

si  $I_Q \ll V_J/R_1$  esta ecuación se reduce a

$$V_o = V_J \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

## Reguladores de “dual tracking”

Tienen dos salidas que proporcionan dos tensiones de igual magnitud y polaridad opuesta y que mantienen su simetría bajo condiciones variables de línea y carga.

## Reguladores de tensión de bajo “dropout”

El voltaje de dropout es la mínima diferencia de tensión entre la entrada no regulada y la salida regulada, dentro de la que el circuito es capaz de regular dentro de sus especificaciones. Así por ejemplo, para  $I_L = 1\text{ A}$ , el regulador convencional  $\mu\text{A}7805$  tiene una tensión de dropout 2 V (típica) y 2.5V (máxima), por lo que para generar una tensión de salida de 5 V, requiere una tensión de alimentación no regulada con un valor mínimo de 7.5 V.

Un regulador de bajo dropout tiene una tensión de dropout inferior a 1 V.