

**ESCUELA TECNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES  
Y DE TELECOMUNICACION**

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**



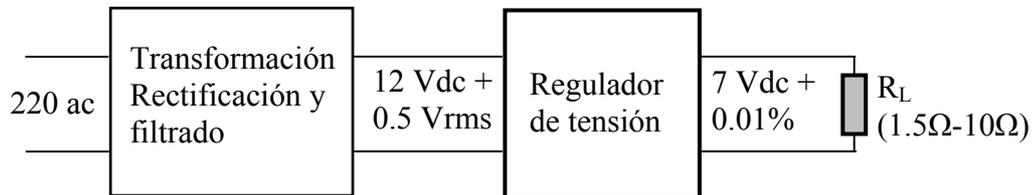
**INSTRUMENTACION ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES**  
**(5º Curso Ingeniería de Telecomunicación)**

**Tema VI: Referencias de tensión y reguladores de tensión.**  
**(Ejercicios resueltos)**

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

### Problema 6.1: Diseño de un regulador de tensión.

Diseñar un regulador de tensión de 7.5 V nominal con capacidad de alimentar cargas comprendidas entre 1.5  $\Omega$  y 10  $\Omega$ . Para ello se dispone de una fuente de tensión no regulada de 12 V y con un nivel de rizado de 0.5 V<sub>rms</sub>.



Analizar dos posibles diseño:

- Diseño basado en el circuito de referencia de tensión AD580, y en el amplificador operacional TL081.
- Utilizando el regulador de tensión integrado LM317

Si se necesita utilizar una etapa de potencia, utilizar el transistor de potencia 2N2055 , cuyas hojas características se acompañan..

#### Requerimientos:

- Bajo las condiciones de variación de la fuente y de la carga especificadas y con el rango de 0° a 40°C de temperatura ambiente, las variaciones de la tensión de salida deben ser inferiores al 0.01% de la tensión nominal.
- El nivel de ruido en la banda 0.1- 10Hz debe ser inferior 5 mV<sub>rms</sub>.
- Debe necesitar ser ajustada sólo una vez por año.
- Debe aguantar cortocircuitos circuito de salida de hasta 5 s.

# Complementary Silicon Power Transistors

... designed for general-purpose switching and amplifier applications.

- DC Current Gain —  $h_{FE} = 20-70 @ I_C = 4 \text{ Adc}$
- Collector–Emitter Saturation Voltage —  
 $V_{CE(sat)} = 1.1 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 4 \text{ Adc}$
- Excellent Safe Operating Area

## MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector–Emitter Voltage	$V_{CEO}$	60	Vdc
Collector–Emitter Voltage	$V_{CER}$	70	Vdc
Collector–Base Voltage	$V_{CB}$	100	Vdc
Emitter–Base Voltage	$V_{EB}$	7	Vdc
Collector Current — Continuous	$I_C$	15	Adc
Base Current	$I_B$	7	Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	115 0.657	Watts $\text{W}/^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

## THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.52	$^\circ\text{C}/\text{W}$

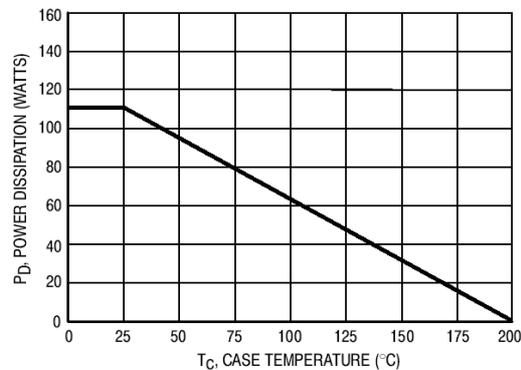


Figure 1. Power Derating

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

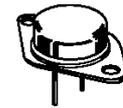
### \*OFF CHARACTERISTICS

Collector–Emitter Sustaining Voltage (1) ( $I_C = 200 \text{ mAdc}, I_B = 0$ )	$V_{CEO(sus)}$	60	—	Vdc
Collector–Emitter Sustaining Voltage (1) ( $I_C = 200 \text{ mAdc}, R_{BE} = 100 \text{ Ohms}$ )	$V_{CER(sus)}$	70	—	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 30 \text{ Vdc}, I_B = 0$ )	$I_{CEO}$	—	0.7	mAdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 100 \text{ Vdc}, V_{BE(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$ ) ( $V_{CE} = 100 \text{ Vdc}, V_{BE(off)} = 1.5 \text{ Vdc}, T_C = 150^\circ\text{C}$ )	$I_{CEX}$	—	1.0 5.0	mAdc
Emitter Cutoff Current ( $V_{BE} = 7.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	—	5.0	mAdc

**NPN**  
**2N3055 \***  
**PNP**  
**MJ2955 \***

\*ON Semiconductor Preferred Device

**15 AMPERE**  
**POWER TRANSISTORS**  
**COMPLEMENTARY**  
**SILICON**  
**60 VOLTS**  
**115 WATTS**



**CASE 1-07**  
**TO-204AA**  
**(TO-3)**

**\*ON CHARACTERISTICS (1)**

DC Current Gain ( $I_C = 4.0 \text{ Adc}$ , $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 10 \text{ Adc}$ , $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$ )	$h_{FE}$	20 5.0	70 —	—
Collector–Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 4.0 \text{ Adc}$ , $I_B = 400 \text{ mAdc}$ ) ( $I_C = 10 \text{ Adc}$ , $I_B = 3.3 \text{ Adc}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	1.1 3.0	Vdc
Base–Emitter On Voltage ( $I_C = 4.0 \text{ Adc}$ , $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$ )	$V_{BE(on)}$	—	1.5	Vdc

**SECOND BREAKDOWN**

Second Breakdown Collector Current with Base Forward Biased ( $V_{CE} = 40 \text{ Vdc}$ , $t = 1.0 \text{ s}$ , Nonrepetitive)	$I_{s/b}$	2.87	—	Adc
---	-----------	------	---	-----

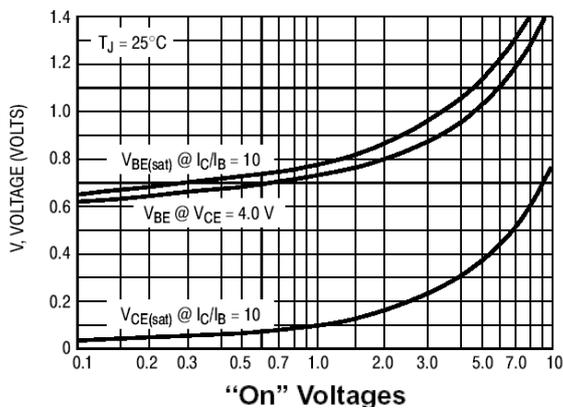
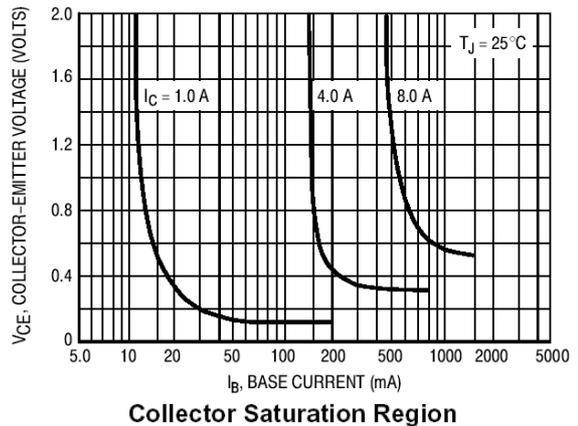
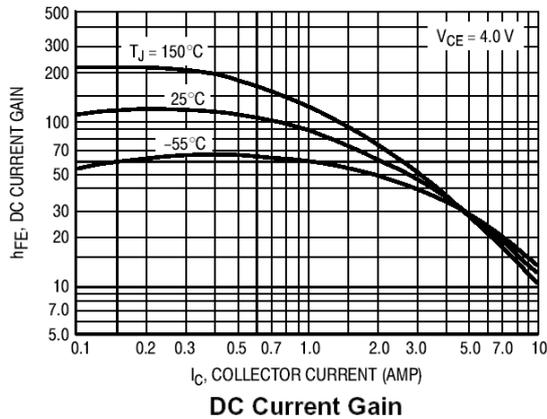
**DYNAMIC CHARACTERISTICS**

Current Gain — Bandwidth Product ( $I_C = 0.5 \text{ Adc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ MHz}$ )	$f_T$	2.5	—	MHz
*Small–Signal Current Gain ( $I_C = 1.0 \text{ Adc}$ , $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	$h_{fe}$	15	120	—
*Small–Signal Current Gain Cutoff Frequency ( $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$ , $I_C = 1.0 \text{ Adc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	$f_{hfe}$	10	—	kHz

\*Indicates Within JEDEC Registration. (2N3055)

(1) Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300 \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .

**NPN  
2N3055**



# LM317

## 3-Terminal Positive Adjustable Regulator

### General Description

This monolithic integrated circuit is an adjustable 3-terminal positive voltage regulator designed to supply more than 1.5A of load current with an output voltage adjustable over a 1.2 to 37V. It employs internal current limiting, thermal shut-down and safe area compensation.

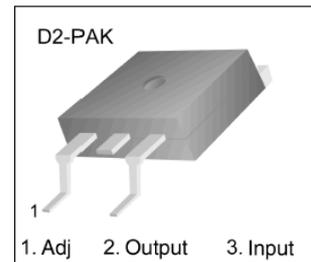
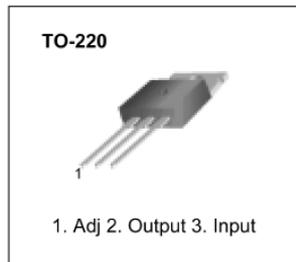
### Features

- Output Current In Excess of 1.5A
- Output Adjustable Between 1.2V and 37V
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe Operating Area Compensation
- TO-220 Package
- D2 PAK Package

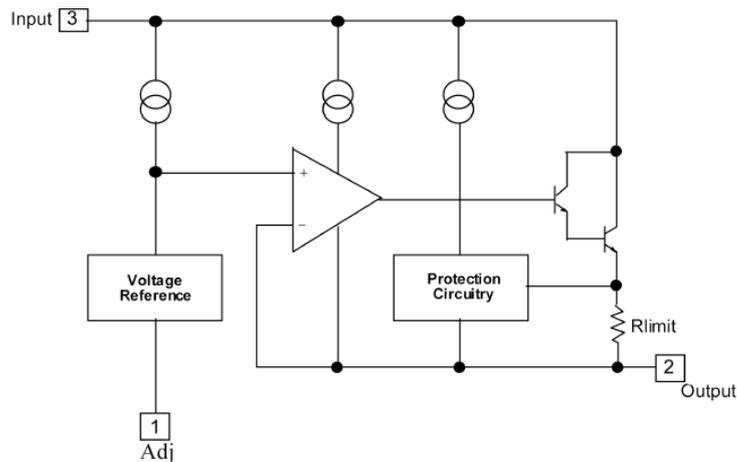
### Ordering Code:

Product Number	Package	Operating Temperature
LM317T	TO-220	0°C to +125°C
LM317D2TXM	D2 PAK	0°C to +125°C

### Connection Diagrams



### Internal Block Diagram



## Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input-Output Voltage Differential	$V_I - V_O$	40	V
Lead Temperature	$T_{LEAD}$	230	°C
Power Dissipation	$P_D$	Internally limited	W
Operating Junction Temperature Range	$T_J$	0 ~ +125	°C
Storage Temperature Range	$T_{STG}$	-65 ~ +125	°C
Temperature Coefficient of Output Voltage	$\Delta V_O / \Delta T$	±0.02	% / °C

**Note 1:** Absolute Maximum Ratings: are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

## Electrical Characteristic

( $V_I - V_O = 5V$ ,  $I_O = 0.5A$ ,  $0^\circ C \leq T_J \leq +125^\circ C$ ,  $I_{MAX} = 1.5A$ ,  $P_{DMAX} = 20W$ , unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Line Regulation (Note 2)	Rline	$T_A = +25^\circ C$ $3V \leq V_I - V_O \leq 40V$	—	0.01	0.04	% / V
		$3V \leq V_I - V_O \leq 40V$	—	0.02	0.07	% / V
Load Regulation (Note 2)	Rload	$T_A = +25^\circ C$ , $10mA \leq I_O \leq I_{MAX}$ $V_O < 5V$ $V_O \geq 5V$	—	18.0	25.0	mV% / $V_O$
		$10mA \leq I_O \leq I_{MAX}$ $V_O < 5V$ $V_O \geq 5V$	—	40.0	70.0	mV% / $V_O$
Adjustable Pin Current	$I_{ADJ}$	—	—	46.0	100	μA
Adjustable Pin Current Change	$\Delta I_{ADJ}$	$3V \leq V_I - V_O \leq 40V$ $10mA \leq I_O \leq I_{MAX}$ , $P_D \leq P_{MAX}$	—	2.0	5.0	μA
Reference Voltage	$V_{REF}$	$3V \leq V_I - V_O \leq 40V$ $10mA \leq I_O \leq I_{MAX}$ $P_D \leq P_{MAX}$	1.20	1.25	1.30	V
Temperature Stability	$ST_T$	—	—	0.7	—	% / $V_O$
Minimum Load Current to Maintain Regulation	$I_{L(MIN)}$	$V_I - V_O = 40V$	—	3.5	12.0	mA
Maximum Output Current	$I_{O(MAX)}$	$V_I - V_O \leq 15V$ , $P_D \leq P_{MAX}$	1.0	2.2	—	A
		$V_I - V_O \leq 40V$ , $P_D \leq P_{MAX}$ $T_A = 25^\circ C$	—	0.3	—	—
RMS Noise, % of $V_{OUT}$	eN	$T_A = +25^\circ C$ , $10Hz \leq f \leq 10KHz$	—	0.003	0.01	% / $V_O$
Ripple Rejection	RR	$V_O = 10V$ , $f = 120Hz$ without $C_{ADJ}$	66.0	60.0	—	dB
		$C_{ADJ} = 10\mu F$ (Note 3)	—	75.0	—	—
Long-Term Stability, $T_J = T_{HIGH}$	ST	$T_A = +25^\circ C$ for end point measurements, 1000HR	—	0.3	1.0	%
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	—	—	5.0	—	°C / W

**Note 2:** Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Change in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used. ( $P_{MAX} = 20S$ )

**Note 3:**  $C_{ADJ}$ , when used, is connected between the adjustment pin and ground.

### Typical Performance Characteristics

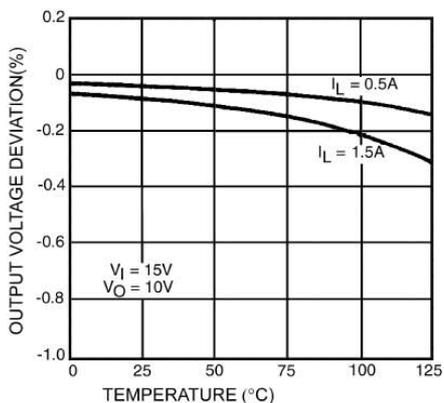


FIGURE 1. Load Regulation

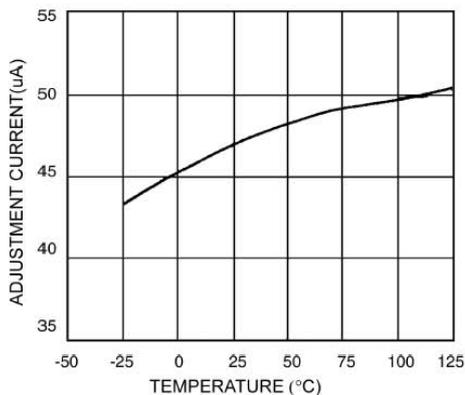


FIGURE 2. Adjustment Current

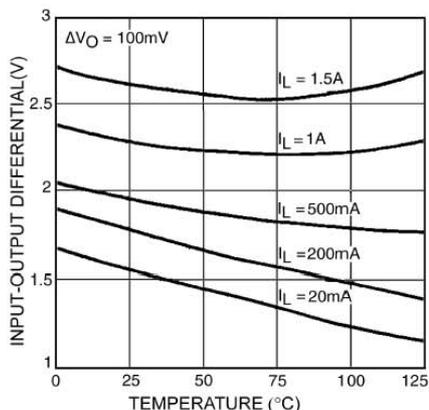


FIGURE 3. Dropout Voltage

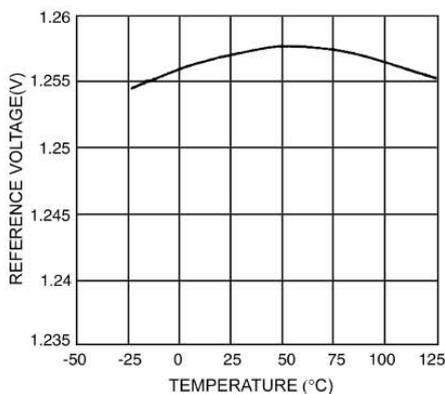
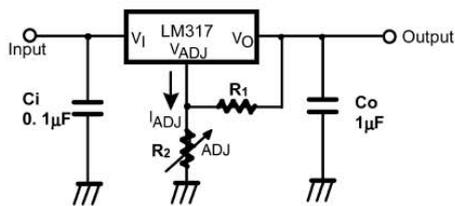


FIGURE 4. Reference Voltage

### Typical Application



$$V_O = 1.25V (1 + R_2 / R_1) + I_{ADJ} R_2$$

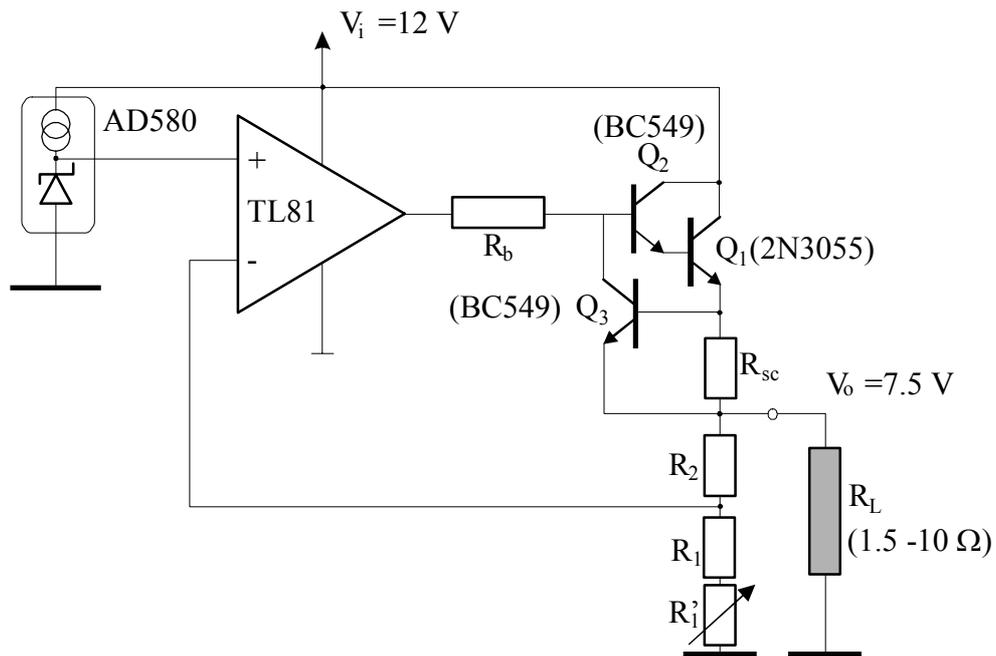
**Note:**  $C_i$  is required when regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

**Note:**  $C_o$  is not needed for stability, however, it does improve transient response.

**Note:** Since  $I_{ADJ}$  is controlled to less than 100  $\mu A$ , the error associated with this term is negligible in most applications.

FIGURE 5. Programmable Regulator

## Diseño funcional



La tensión de salida  $V_o$  es función de  $R_1$ ,  $R_2$  y  $V_z$ ,

$$V_o = V_z \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Rightarrow 7.5 = 2.5 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2.0 \Rightarrow \begin{matrix} R_2 = 220\Omega \\ R_1 = 220\Omega \end{matrix} \left| \begin{matrix} R_1 = 180\Omega \\ R_1' = 100\Omega \end{matrix} \right.$$

La intensidad de salida en cortocircuito  $I_{SC}$  se puede limitar a,

$$I_{sc} > \frac{7.5V}{1.5\Omega} = 5.0A \Rightarrow \text{elijo } ISC = 6A \Rightarrow R_{sc} = \frac{0.6}{6} = 0.1\Omega$$

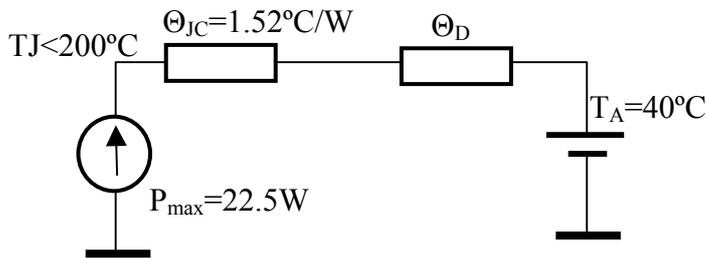
La resistencia  $R_b$  debe proporcionar la intensidad  $I_{B2}$  sin que el operacional se sature.

$$R_b < \frac{V_{AOsat} - V_o - V_{BE1} - V_{BE2}}{\frac{I_{Lmax}}{(1 + \beta_1(1 + \beta_2))}} \approx \frac{11 - 7.5 - 1.0 - 0.6}{5} = 3800\Omega \Rightarrow R_b = 560\Omega$$

### Diseño térmico

Máxima potencia disipada en Q1

$$P_{Q1} = V_{CE} I_{Lmax} = (12 - 7.5) \times 5 = 22.5W$$



La resistencia máxima que puede ofrecer el radiador del transistor  $Q_1$  es

$$\Theta_D < \frac{200 - 40}{22.5} - 1.52 = 5.6^\circ C/W$$

### Verificación de los requerimientos

Se requiere que  $\Delta V_o < 0.1/100 * V_o = 7.5 \text{ mV}$

Variación de la salida debida al rizado de la fuente:

Debido al PSRR del AO: (PSRR=86 dB=20000)

$$\Delta V_o = 0.5 * 3 / 20000 = 75 \mu V \quad (\text{Se cumple})$$

Debido al PSRR de la referencia de tensión:

$$\Delta V_o < 1.5 \text{ mV} * 3 = 4.5 \text{ mV} \quad (\text{Se cumple})$$

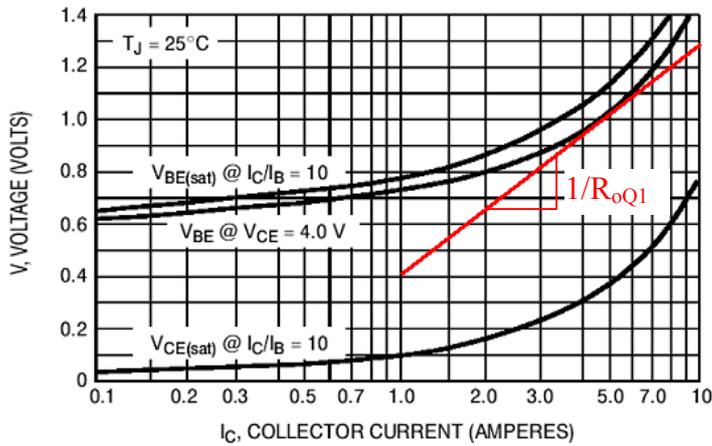
Variación debido a los cambios de la carga

La impedancia de salida del amplificador se puede deducir de la gráfica de  $V_{CE} - I_C$ ,  $R_{oQ1} = 0.1\Omega$

La impedancia de salida del regulador, que es también la regulación de carga es,

$$R_o = R_{oQ1} / (1 + A_d * \alpha) = 0.1\Omega / (1 + 200000 * (1/3)) = 1.5 \mu\Omega$$

$$\Delta V_o = R_o * V_o (1/R_{Lmin} - 1/R_{Lmax}) = 7.5V * 1.5 \cdot 10^{-6} * (1/1.5 - 1/10) = 6.4 \mu V \quad (\text{Se cumple})$$



$$I_C = 5A$$

$$R_{oQ1} = (1.3 - 0.4)V / (10.0 - 1.0)A = 0.1 \Omega$$

### Evaluación del ruido en el rango 0.1Hz-10Hz

#### Ruido debido al amplificador operacional

En el amplificador TL81:  $e_{nw}^2 = 5.2 \cdot 10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz}$   $f_{ce} = 100 \text{ Hz}$

$$E_{noAO} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) e_{nw} \sqrt{f_{ce} \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)} = 3 \cdot 5.2 \cdot 10^{-16} \cdot (100 \cdot \ln(10/0.1))^{1/2} = 1.46 \mu\text{V}_{rms}$$

#### Ruido debido a la referencia de tensión:

El ruido integrado en el rango 0.1-10 Hz es  $8.0 \mu\text{V}_{pp}$ , por tanto el ruido en la salida,

$$E_{noR} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{E_{nRpp}}{3} = 3 \cdot \frac{8.0}{3} = 8.0 \mu\text{V}_{rms}$$

El ruido total a la salida del circuito regulador de tensión es,

$$E_{no} = \sqrt{E_{noAO}^2 + E_{noR}^2} = \sqrt{1.46^2 + 8.0^2} = 8.13 \mu\text{V}_{rms} \quad (\text{se cumple})$$

### Variación en la salida debido a las variaciones de temperatura (0°-40°C)

Model	AD580S			AD580T			AD580U			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT VOLTAGE CHANGE $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			25 55			11 25			4.5 10	mV ppm/°C

$$\Delta V_o = 55 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \times 7.5V \times \Delta T = 55 \cdot 10^{-6} \times 7.5V \times 40^\circ\text{C} = 16.5 \text{ mV} \quad (\text{AD580S})$$

$$\Delta V_o = 25 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \times 7.5V \times \Delta T = 25 \cdot 10^{-6} \times 7.5V \times 40^\circ\text{C} = 7.5 \text{ mV} \quad (\text{AD580T})$$

$$\Delta V_o = 10 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \times 7.5V \times \Delta T = 10 \cdot 10^{-6} \times 7.5V \times 40^\circ\text{C} = 3.0 \text{ mV} \quad (\text{AD580U})$$

No se cumple la especificación si se utiliza el modelo AD580S, pero sí se cumple si se utilizan los modelos AD580T y AD580U.

## Variación en la salida en un año

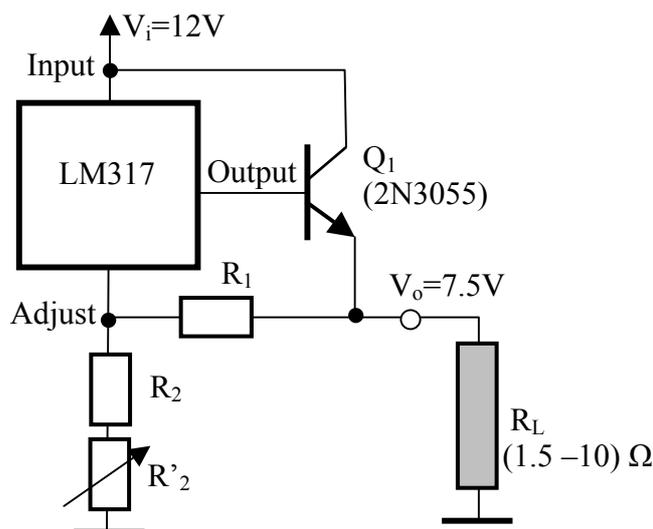
Model	AD580J			AD580K			AD580L			AD580M			Units
	Min	Typ	Max										
STABILITY													
Long Term		250			250			250			250		$\mu V$
Per Month		25			25			25			25		$\mu V$

La desviación de la tensión de referencia a largo plazo (plazo indefinido) es de  $250 \mu V$ , por tanto, en la salida

$$\Delta V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \Delta V_R = 3 \times 250 \mu V = 0.75 mV \quad (\text{Se cumple})$$

## Diseño utilizando el Regulador de tensión integrado LM317

No es posible utilizar directamente el regulador de tensión LM317, ya que solo tiene capacidad de proporcionar una intensidad de salida de  $1.5 A$ . y en la aplicación se requieren  $4 A$ . Por ello, se utiliza un transistor de potencia de salida.



$$V_o = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ} R_2 = 7.5V$$

Si utilizamos  $R_2 = 1200 \Omega$   
( $R_2 = 1000 \Omega + R'_2 = 500 \Omega$ )

$$R_1 = \frac{R_2}{\frac{V_o - I_{ADJ} R_2}{1.25} - 1} = \frac{1200}{\frac{7.5 - 46.0 \cdot 10^{-6} \cdot 1200}{1.25} - 1} = \frac{1200}{5} = 240 \Omega$$

## Diseño térmico:

La potencia térmica se disipa en el transistor Q1 y el modelo térmico es exactamente el mismo que en el diseño implementado con amplificador operacional.

$$P_{\max Q1} = 22.5W \quad \text{y} \quad \Theta_D = 5.6 \text{ } ^\circ C/W$$

## Variación de la salida debida al rizado de la fuente:

La regulación de línea del LM317 es:  $0.02 \% / V$  ( incluye la fluctuación de temperatura)

$$\Delta V_o = (RC/100) \times V_o \times \Delta V_i = 0.0002 \times 7.5 \times 0.5 = 0.75 mV_{rms} \quad (\text{se cumple})$$

### Variación de la salida debida a los cambios de la carga

En este caso, la introducción del transistor Q1 hace difícil estimar las variaciones que se produce por variación de la carga, ya que no se tiene información de la ganancia de bucle alrededor de él. Posiblemente sea del orden del evaluado en el regulador basado en el amplificador operacional.

No tiene sentido aplicar el regulador de carga del LM317, ya que la variación de la carga está amortiguada por el efecto del transistor Q1.

### Variación en la salida en un año

En las hojas características de LM317,

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Long-Term Stability, $T_J = T_{HIGH}$	ST	$T_A = +25^\circ\text{C}$ for end point measurements, 1000HR	-	0.3	1.0	%

$$\Delta V_o = \frac{0.3}{100} V_o = 22.5 mV \quad (\text{no se cumple lo requerido en la especificación})$$

### Ruido en la salida (0.1-10 Hz):

En las hojas características de LM317,

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
RMS Noise, % of $V_{OUT}$	eN	$T_A = +25^\circ\text{C}$ , $10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{KHz}$	-	0.003	0.01	% / $V_O$

No se dispone información para evaluar el ruido en el rango 0.1 a 10 Hz.

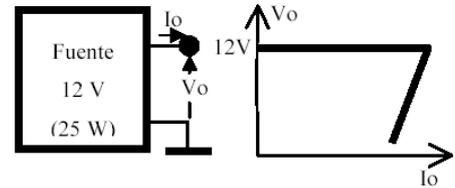
Le ruido en el rango 10Hz – 10KHz

$$\Delta V_o = \frac{0.003}{100} V_o = 0.225 mV_{rms}$$

## Problema 6.2: Caracterización automatizada de una fuente de tensión.

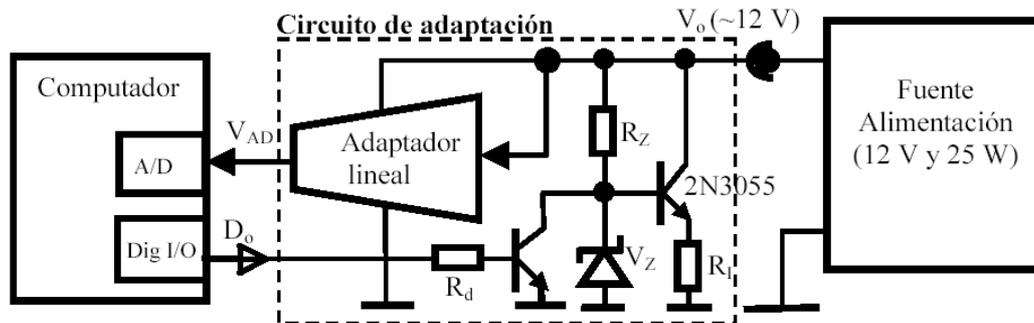
Se propone un sistema automatizado para medir los parámetros de salida de un modelo de fuente de alimentación que se fabrica en serie.

La fuente de alimentación tiene una tensión nominal de 12 V y es capaz de proporcionar una potencia máxima de 25 W. Su curva típica de salida es la que se muestra en la figura. Así mismo su "Regulación de Carga" típica es de 10 mV/A.



El sistema de medida está constituido básicamente por:

- Un circuito de adaptación de señal que consta de una fuente de intensidad cuya salida puede controlarse a su valor nominal o a una intensidad de salida nula mediante una señal digital externa. Y un adaptador lineal de tensión que permite la lectura por el A/D de la tensión de salida de la fuente de alimentación, con los niveles y la resolución requeridos. El circuito de adaptación se alimenta de la propia fuente.
- Un computador dotado con un convertidor A/D destinado a medir la tensión de la fuente que se caracteriza y una salida digital (TTL) para el control de la fuente de intensidad. La resolución del convertidor A/D es 8 bits, y su rango dinámico es de 0 - 5 V.



El proceso de medida consiste en estimar la Tensión de salida con una precisión de al menos el 1 % y la Regulación de Carga con una precisión de al menos el 10%. Se propone que estos valores se obtengan a partir de la medida de la tensión de salida de la fuente cuando la fuente de intensidad de carga está anulada ( $I_o = 0$  A) y cuando está activada (que consume el 90% de la potencia nominal).

Para este sistema determinar:

- a) Proponer valores para los componentes ( $R_d, R_z, R_l$  y  $V_z$ ) de la fuente de intensidad que se ha propuesto y diseñar el circuito adaptador lineal (utilizar el A.O.  $\mu A741C$ ) de forma que se satisfaga la funcionalidad que se requiere. Y proponer el código que realiza la medida de la "Tensión de Salida" y la "Regulación de Carga" de la fuente. Para ello considerar que se dispone de los siguiente recursos software de I/O:
 

```

      procedure Set_Line;      (* Establece la línea digital de control de intensidad *)
      procedure Reset_Line;   (* Resetea la línea digital de control de intensidad *)
      function Read_AD: Byte; (* Retorna la palabra de 8 bits del conversor A/D *)
      
```
- b) Determinar la resistencia térmica del disipador que debe conectarse al transistor 2N3055 que se utiliza para realizar la fuente de intensidad, y cuyas hojas características se adjuntan.
- c) Estimar la incertidumbre para un nivel de confianza del 95% en la medida de la "Tensión de salida" y de la "Regulación de carga" que se existe como consecuencia de los offset de tensión e intensidad que introducen los amplificadores operacionales.
- d) Estimar la incertidumbre para un nivel de confianza del 95% en la medida de la "Tensión de salida" y de la "Regulación de carga" que se produce como consecuencia del ruido que se genera en la entrada del convertidor D/A.

## a) Estudio del sistema de instrumentación bajo condiciones ideales.

### Caracterización de la fuente:

La tensión nominal de la fuente es  $V_A=12\text{ V}$ , la potencia máxima que es capaz de proporcionar es  $25\text{ W}$ , luego la máxima intensidad capaz de proporcionar es:

$$I_{oMax} = \frac{P_{\max}}{V_A} = \frac{25\text{ W}}{12\text{ V}} = 2.1\text{ A}$$

La intensidad que corresponde al 90% de este valor es:

$$I_{o90\%} = 0.9 I_{oMax} = 1.875\text{ A}$$

### Diseño del adaptador lineal

Si se necesita medir la tensión de salida con un 1% de error, se debe ser capaz de medir con el A/D una variación de tensión de valor:

$$\Delta V_o = 0.01 \times 12 = 0.12\text{ V}$$

Si el valor típico de regulación de carga es  $10\text{ mV/A}$ , el valor esperado de variación en la salida cuando  $I_o$  varía entre 0 y el 90% del valor máximo es:

$$\Delta V_o = 0.01 \frac{\text{V}}{\text{A}} \times I_{o90\%} = 0.01875\text{ V}$$

Si se necesita medir este incremento con un 10% de precisión, la variación de tensión que debe poder medirse es de

$$\Delta V_o = 0.1 \times 0.01 \frac{\text{V}}{\text{A}} \times I_{o90\%} = 0.001875\text{ V}$$

Dado que la resolución del conversor A/D es de,

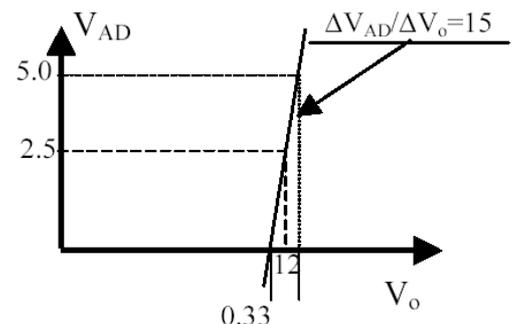
$$\Delta v_{AD} = 5\text{ V} \times 2^{-8} = 0.0195\text{ V}$$

El adaptador lineal debe introducir una ganancia, que como mínimo debe tener el valor:

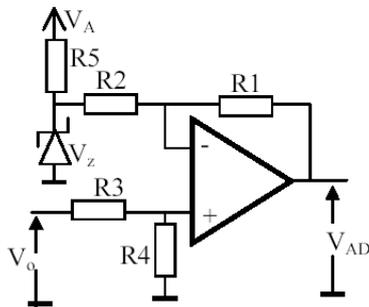
$$A_{\min} = \frac{0.0195}{0.001875} = 10.41$$

Como la regulación de carga puede ser menor de  $0.01\text{ mV/A}$ , introduzco una ganancia algo mayor  $A=15$ . Con ello la función de transferencia del adaptador lineal debe ser:

$$v_{AD} = 2.5 + (V_o - 12) * 15$$



Esta función de transferencia puede conseguirse mediante el circuito de la figura:



Para conseguir la función de transferencia:

$$A = \frac{R4}{R3 + R4} \left[ \frac{R1}{R2} + 1 \right] = 15$$

$$V_o \times A - V_z \frac{R1}{R2} = 2.5 \Rightarrow 12 * 15 - 6.8 \frac{R1}{R2} = 2.5$$

Para minimizar el offset

$$R1 // R2 = R3 // R4$$

Consideramos que el diodo zener se polariza con una intensidad de 10 mA:

$$I_z = \frac{V_A - V_z}{R5} = \frac{12 - 6.8}{R5} = 10 \text{ mA}$$

Valores de las resistencias que satisfacen estas ecuaciones de diseño son:

$$R1 = 100 \text{ K}\Omega \quad R2 = 3.83 \text{ K}\Omega \quad R3 = 6.7 \text{ K}\Omega \quad R4 = 8.2 \text{ K}\Omega \quad R5 = 520 \Omega$$

### Diseño de la fuente de intensidad conmutada.

Cuando la señal digital es 0, el transistor Q2 está cortado y la intensidad que proporciona la fuente debe ser  $I_{090\%} = 1.875 \text{ A}$ . Consideramos que la tensión del zener es 6.8 V.

$$V_z = 6.8 \text{ V} \Rightarrow R_f = \frac{V_z - V_{BE}}{I_{090\%}} = \frac{6.8 - 0.8}{1.87} = 3.2 \Omega$$

Para que el transistor se polarice con 10 mA, la resistencia R<sub>z</sub> debe ser:

$$R_z = \frac{12 - V_z}{10 \text{ mA}} = \frac{12 - 6.8}{0.01} = 520 \Omega$$

Se elige R<sub>D</sub> para que el transistor Q2 se sature con los 5 V de la señal TTL.

$$I_b = \frac{V_{TTL} - V_{BE}}{R_D} \geq \frac{12}{R_z \beta} \Rightarrow R_D \leq \frac{V_{TTL} - V_{BE}}{12} R_z * \beta = 52 \text{ K}\Omega \Rightarrow R_D = 820 \Omega$$

La fórmula inversa que permite obtener la tensión de la fuente en función del valor V<sub>AD</sub> leído por el convertor A/D es

$$V_o = \frac{v_{AD} - 2.5}{15} + 12$$

El programa que realiza la medida de la tensión de salida y la Regulación de Carga es:

```

procedure Fuente_Alimentacion (Reg_Carga: var Real;
    Vnominal: var Real);
const I90PC=1.875;
    FEAD=5.0;
    MAXWORD=256;
var vAD, VoSinCarga, VoConCarga: Real;

procedure Set_Line; external;
procedure Reset_Line; external;
function Read_AD:Byte; external;
    
```

```

begin
Set_Line;
VAD:=Read_AD*FEAD/MAXWORD;
VoSinCarga:=(vAD-2.5)/15.0+12.0;
Reset_Line;
VAD:=Read_AD*FEAD/MAXWORD;
VoConCarga:=(vAD-2.5)/15.0+12.0;
Reg_Carga:=(VoSinCarga-VoConCarga)/I90PC;
Vnominal:=(VoSinCarga+VoConCarga)/2.0;
end;

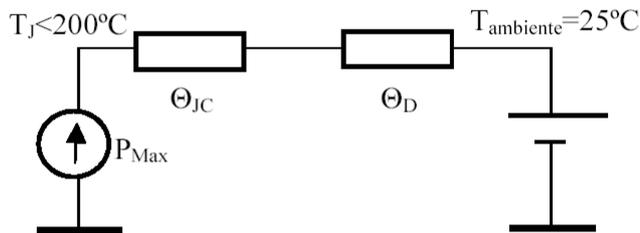
```

### b) Máxima potencia en el transistor 2N3055

La potencia instantánea máxima que va a proporcionar el transistor es:

$$P_{Max} = V_{CE} \times I_{Max} = (12 - V_z - V_{BE}) \times I_{o90\%} = 8.25W$$

En las hojas características del transistor 2N3055, se puede leer que la temperatura máxima de unión es  $T_J=200^\circ C$  y la resistencia térmica  $\Theta_{JC}=1.52^\circ C/W$ .



$$\Theta_D \leq \frac{T_J - T_{Ambiente}}{P_{Max}} - \Theta_{JC} = 19.7^\circ C/W$$

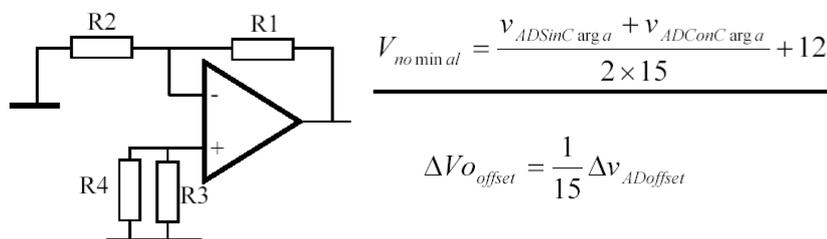
### c) Incertidumbre introducida por los offset de tensión e intensidad

#### Efecto de los offset sobre el calculo de la Regulación de Carga

Dado que la Regulación de Carga es función de diferencias de las tensiones medidas, los offsets no tienen influencia.

$$I(Regulacion\_Carga) = 0$$

#### Efectos de los offset sobre la medida de la Tensión Nominal



$$V_{nominal} = \frac{v_{ADSinCarga} + v_{ADConCarga}}{2 \times 15} + 12$$

$$\Delta V_{offset} = \frac{1}{15} \Delta v_{ADoffset}$$

$$\Delta V_{ADoffset} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) [v_{offset} + I_{os} R_3 // R_4] = 26.8(6mV + 200 \cdot 10^{-9} \cdot 3700) = 184.4mV$$

$$I(V_o)(para k = 2) = \frac{2 \times \Delta V_{offsetMax}}{\sqrt{3}} = \frac{2 \times 184.4}{15\sqrt{3}} = 14mV$$

**d) Incertidumbre en las medidas debido al ruido del amplificador operacional.**

El ruido que influye es el instantáneo, esto es el que corresponde a la adquisición de dos muestras por el A/D con diferencia de tiempos muy breves, y en consecuencia, los efectos a baja frecuencia que introduce el ruido rosa no influye.

$$E_{Norms} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \sqrt{\left[e_{mv}^2 + i_{mv}^2 (R_p^2 + R_n^2) + 4kT(R_p + R_n)\right] Nef}$$

siendo:

$$1 + R_1/R_2 = 26.8$$

$$e_{nw}^2 = 4.0 \cdot 10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

$$i_{nw}^2 = 3.0 \cdot 10^{-25} \text{ A}^2/\text{Hz}$$

$$R_p = R_n = 3.7 \text{ K}\Omega$$

$$4kT = 1.68 \cdot 10^{-20} \text{ V}^2/(\Omega\text{Hz})$$

$$Nef = 1.57 \text{ fo/A} = 1.57 \cdot 10^6 / 26.8 = 58582 \text{ Hz}$$

$$E_{Norms} = 7.27 \cdot 10^{-5} \text{ Vrms}$$

$$I(\text{Regulación de Carga}) (\text{para } k = 2) = 2 \times \frac{0.0727}{15} = 0.014 \text{ mV}$$

$$I(\text{Vno min al}) (\text{para } k = 2) = 2 \times \frac{0.0727}{15} \frac{\sqrt{2}}{2} = 0.0069 \text{ mV}$$