



FUENTES REGULADAS DE CC

Cátedra: CIRCUITOS ELECTRÓNICOS II

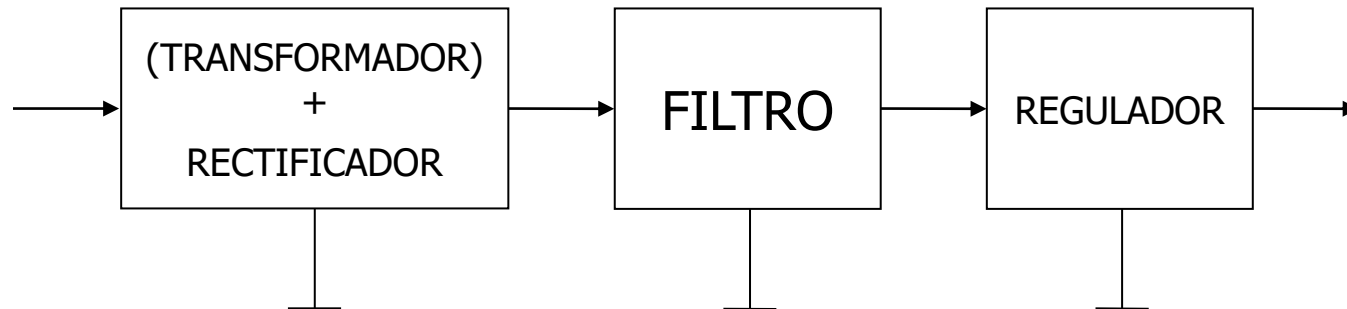


Capacidades de los estudiantes al terminar esta unidad:

- Reconocer las diferencias entre referencias de tensión y reguladores para alimentación.
- Identificar los parámetros de mayor interés para la caracterización de circuitos reguladores y referencias de tensión.
- Calcular dichos parámetros en función del esquema circuital y ser capaz de especificarlos a partir de las hojas de datos.
- Conocer los fundamentos de funcionamiento de una referencia Band-gap.
- Diseñar los valores de resistores asociados a una referencia de tensión comercial del tipo TL431 para lograr una tensión dada.

Necesidad de disponer de una tensión constante independiente de perturbaciones, como por ejemplo:

- ❑ Cambios en la tensión de la red
- ❑ Cambios de carga



A) Reguladores de tensión (Aplicaciones: alimentación de cargas de CC sensibles)

- ☐ Rizado reducido
- ☐ Rechazo a variaciones de la fuente primaria
- ☐ Rechazo a cambios de carga

Tecnología: En general basadas en realimentación

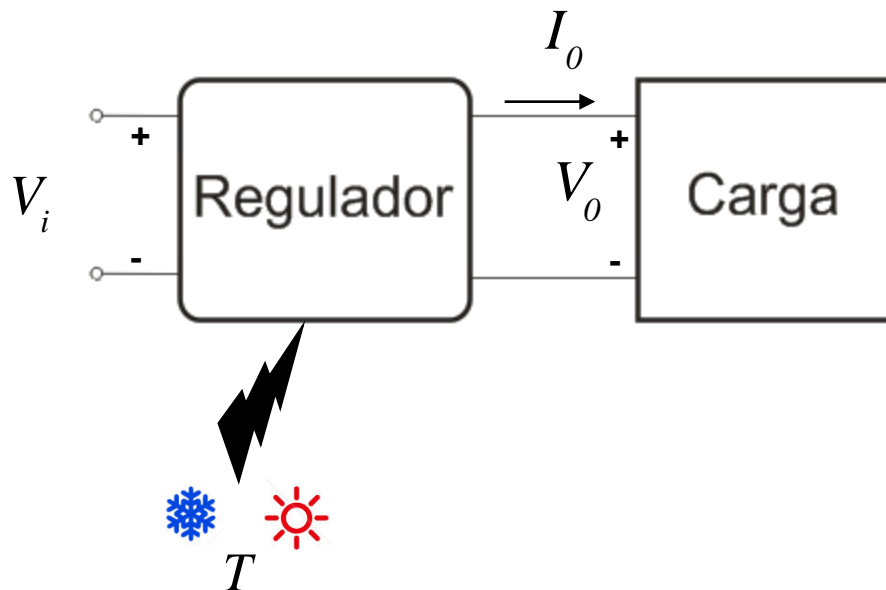
B) Fuentes de tensión de referencia (Aplicaciones: referencias para reguladores, instrumentos de medida, convertidores ADC/DAC, etc)

- ☐ Invariancia frente a T
- ☐ Bajo ruido
- ☐ Estabilidad a largo plazo

Tecnologías: buried zener, band gap, xFET

Diferencias: Valor de la corriente de salida
Condición de carga

Puedo verla como un cuadripolo “perturbado”:



$$V_o = f(V_i, I_o, T)$$

¿Cómo caracterizo la “robustez” de V_o frente a perturbaciones?

$$\Delta V_o = \underbrace{\left. \frac{\partial V_o}{\partial V_i} \right|_{\substack{\Delta I_o=0 \\ \Delta T=0}}}_{F_0} \Delta V_i + \underbrace{\left. \frac{\partial V_o}{\partial I_o} \right|_{\substack{\Delta V_i=0 \\ \Delta T=0}}}_{R_o} \Delta I_o + \underbrace{\left. \frac{\partial V_o}{\partial T} \right|_{\substack{\Delta I_o=0 \\ \Delta V_i=0}}}_{K_T} \Delta T$$

$$\left. \frac{\partial V_o}{\partial V_i} \right|_{\substack{\Delta I_o=0 \\ \Delta T=0}} = F_0$$

Factor de
regulación

$$\left. \frac{\partial V_o}{\partial I_o} \right|_{\substack{\Delta V_i=0 \\ \Delta T=0}} = R_o$$

Resistencia
dinámica

$$\left. \frac{\partial V_o}{\partial T} \right|_{\substack{\Delta I_o=0 \\ \Delta V_i=0}} = K_T$$

Factor de
estabilidad en
temperatura

Factor de regulación F_0

$$F_0 = \frac{\Delta V_0}{\Delta V_i} \left[\frac{mV}{V} \right]$$

$$F_0 = \frac{\Delta V_0 / V_i}{\Delta V_i} 100 \left[\frac{\%}{V} \right]$$

Resistencia de salida: R_0

$$R_0 = \frac{\Delta V_0}{\Delta I_0} \quad \left[\frac{mV}{mA} \right] \quad o \quad \left[\frac{mV}{A} \right]$$

$$R_0 = \frac{\Delta V_0 / V_0}{\Delta I_0} 100 \quad \left[\frac{\%}{mA} \right] \quad o \quad \left[\frac{\%}{A} \right]$$

Coeficiente de temperatura

$$K_T = \frac{\Delta V_0}{\Delta T} \quad \left[\frac{mV}{^{\circ}C} \right] \quad o \quad \left[\frac{\mu V}{^{\circ}C} \right]$$

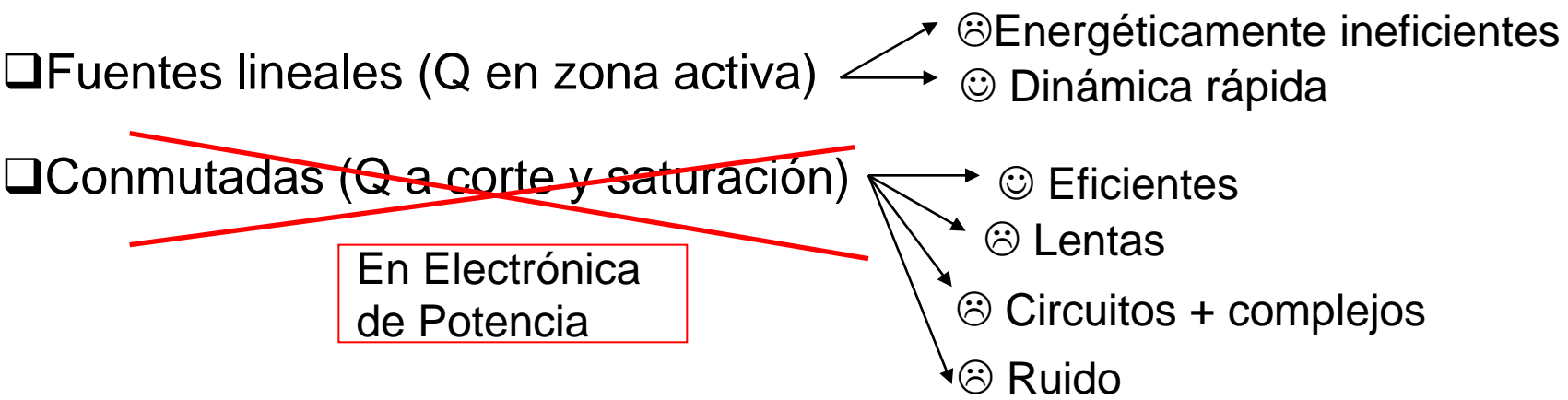
$$K_T = \frac{\Delta V_0 / V_0}{\Delta T} 100 \quad \left[\% / ^{\circ}C \right]$$

$$K_T = \frac{\Delta V_0 / V_0}{\Delta T} 10^6 \quad \left[ppm / ^{\circ}C \right]$$



Clasificaciones:

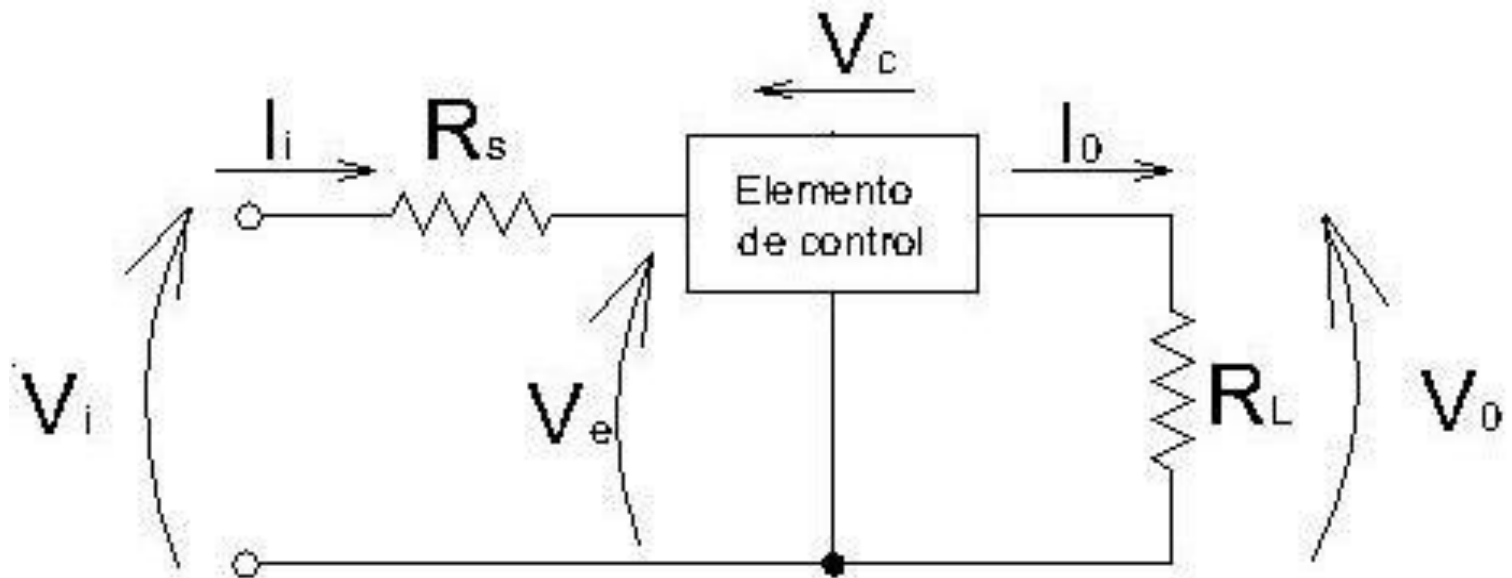
Por tipo de operación del elemento de control:



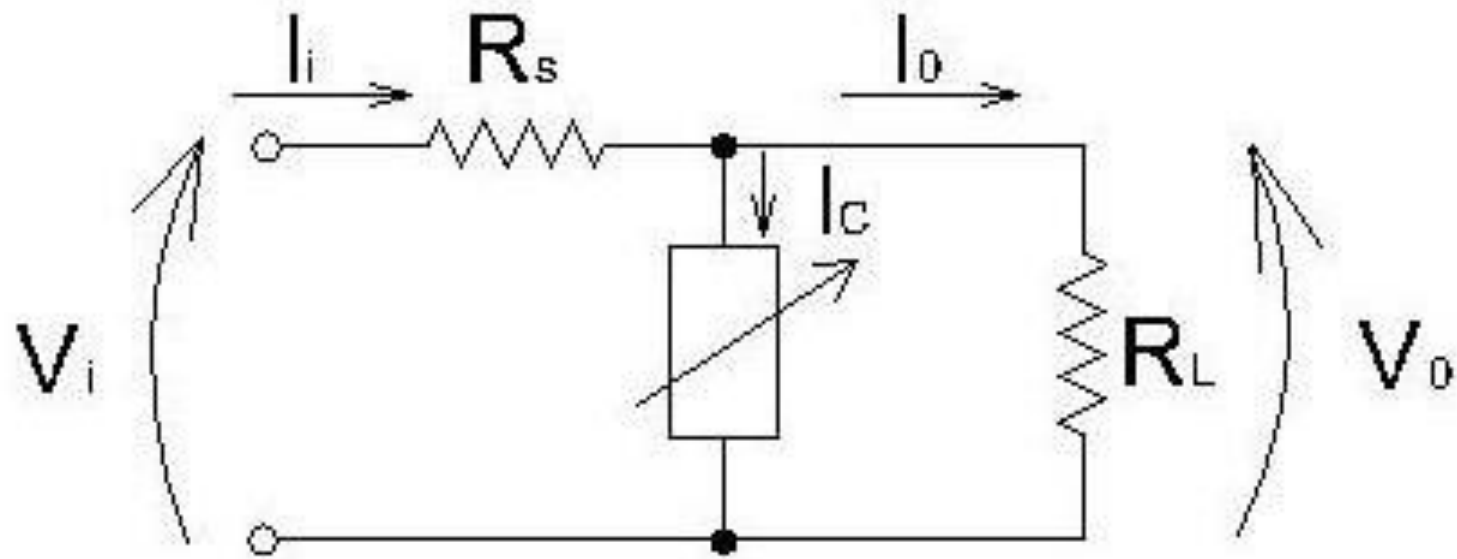
Por conexión del elemento de control:

- ☐ Serie
- ☐ Derivación (shunt)

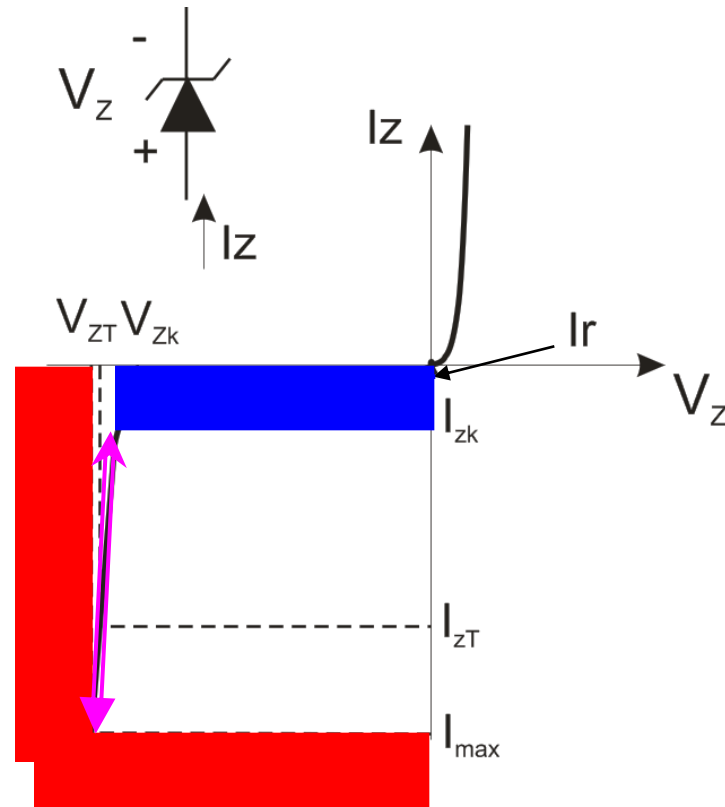
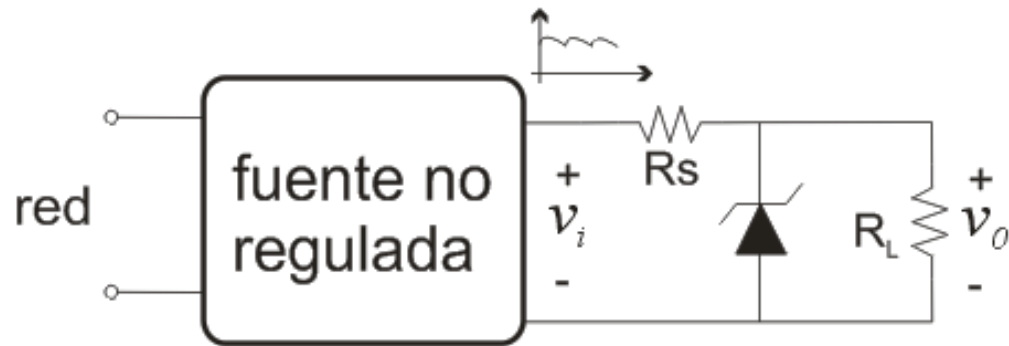
Reguladores serie



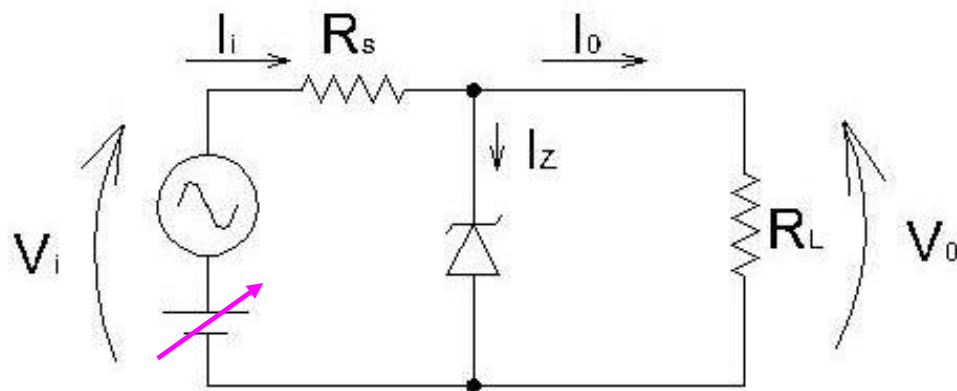
Reguladores shunt



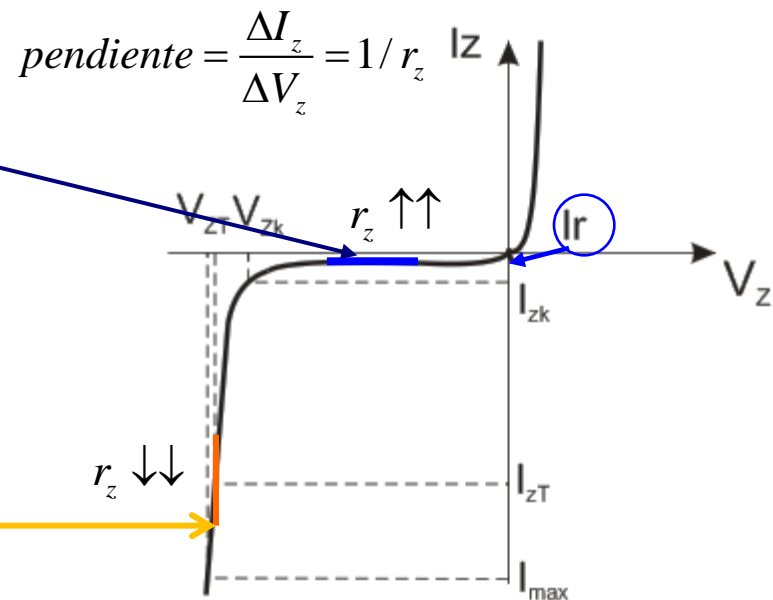
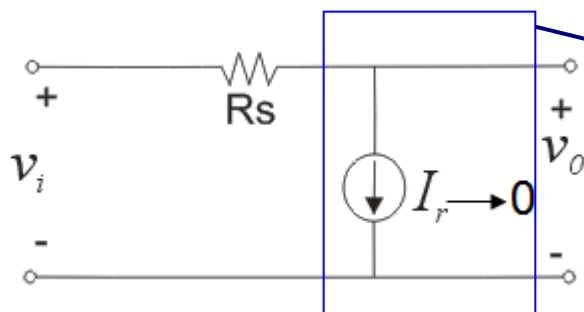
Estabilizador básico shunt con zener (baja potencia)



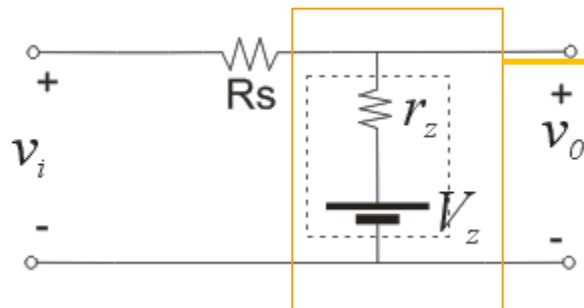
Estabilizador básico shunt con zener (baja potencia)



Circuito eq. del Dz para $V_i < V_z$



Y para $V_i > V_z$

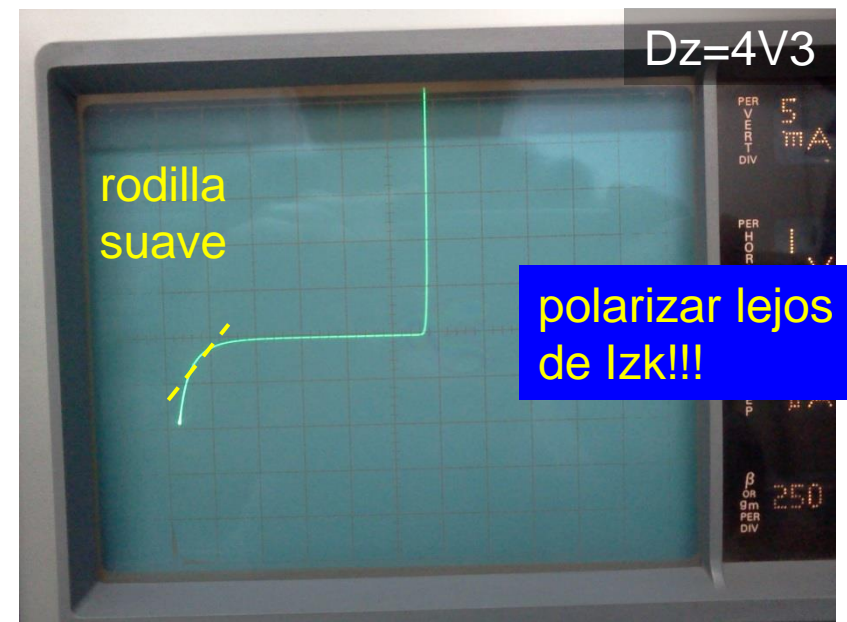
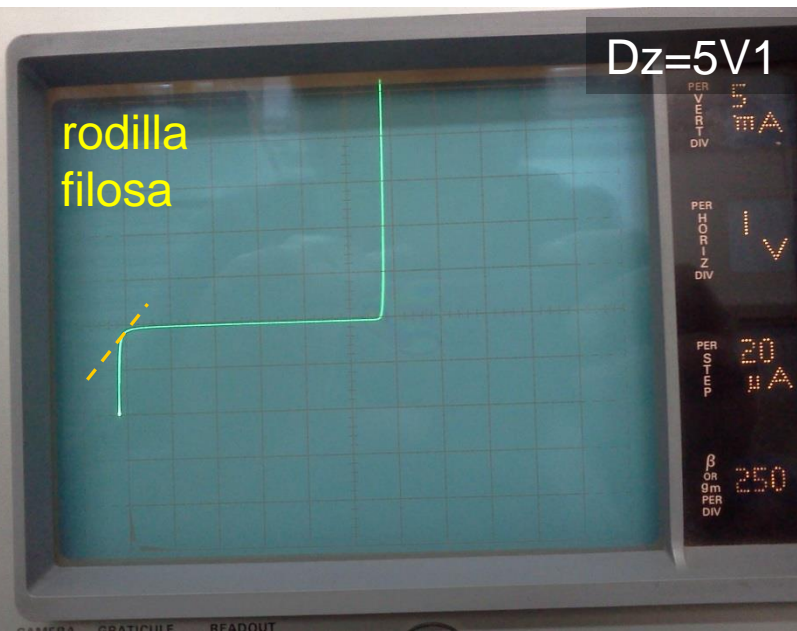


Polarización en la parte de pendiente vertical, sin llegar a I_{max} (P_{Dis})

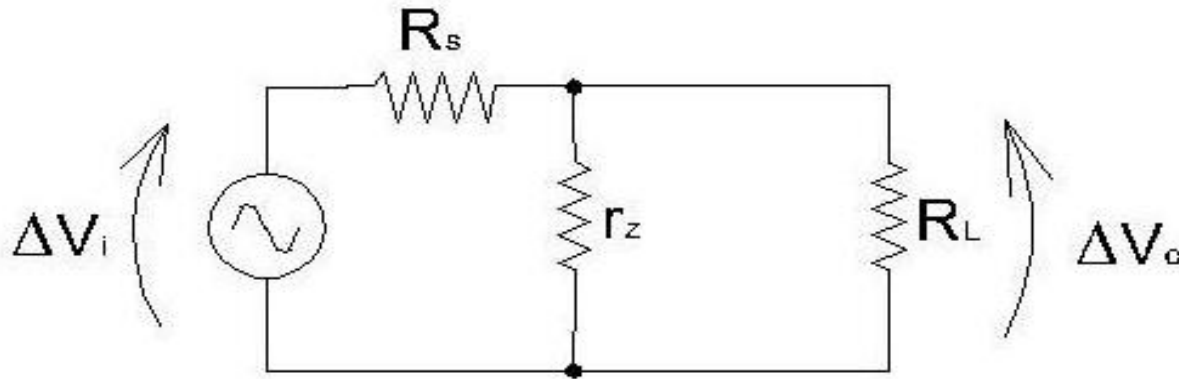
Estabilizador básico shunt con zener (baja potencia)

Hoja de datos 1N4733 (1W)

Type Number	Nominal Zener Voltage (Note 3)	Test Current	Maximum Zener Impedance (Note 4)			Maximum Reverse Leakage Current		Max Surge Current 8.3ms	Temperature Coefficient @ I_{ZT}
	$V_Z @ I_{ZT}$	I_{ZT}	$Z_{ZT} @ I_{ZT}$	$Z_{ZK} @ I_{ZK}$	I_{ZK}	I_R	@ V_R	I_{ZS}	
	(V)	(mA)	(Ω)	(Ω)	(mA)	(μA)	(V)	(mA)	
1N4728A	3.3	76	10	400	1.0	100	1.0	1380	-0.08 to -0.05
1N4729A	3.6	69	10	400	1.0	100	1.0	1260	-0.08 to -0.05
1N4730A	3.9	64	9.0	400	1.0	50	1.0	1190	-0.07 to -0.02
1N4731A	4.3	58	9.0	400	1.0	10	1.0	1070	-0.07 to -0.01
1N4732A	4.7	53	8.0	500	1.0	10	1.0	970	-0.03 to +0.04
1N4733A	5.1	49	7.0	550	1.0	10	1.0	890	-0.01 to +0.04
1N4734A	5.6	45	5.0	600	1.0	10	2.0	810	0 to +0.045
1N4735A	6.2	41	2.0	700	1.0	10	3.0	730	+0.01 to +0.055
1N4736A	6.8	37	3.5	700	1.0	10	4.0	660	+0.015 to +0.06



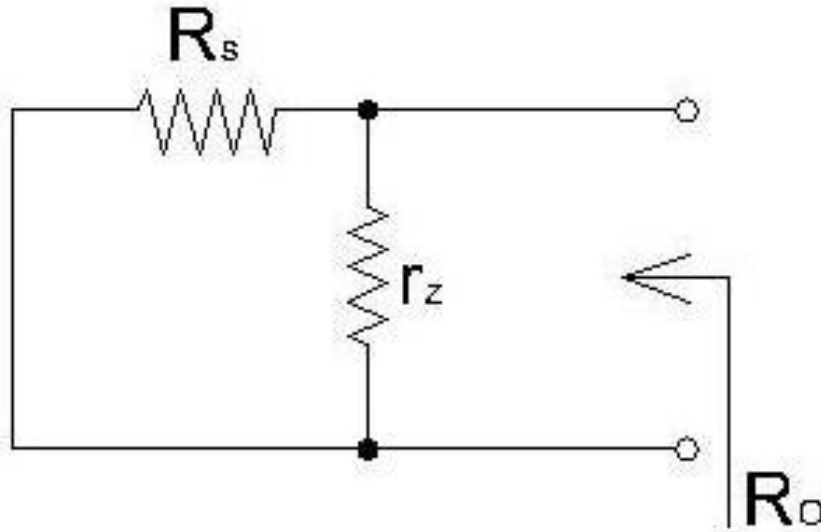
Cálculo de F_0 : modelo de pequeña señal



como $R_L \gg r_z$ y $R_s \gg r_z$

$$F = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} = \frac{r_z}{R_s + r_z} \approx \frac{r_z}{R_s}$$

Cálculo de R_0



$$R_0 = \frac{\Delta V_0}{\Delta I_0} = r_z // R_s \cong r_z$$

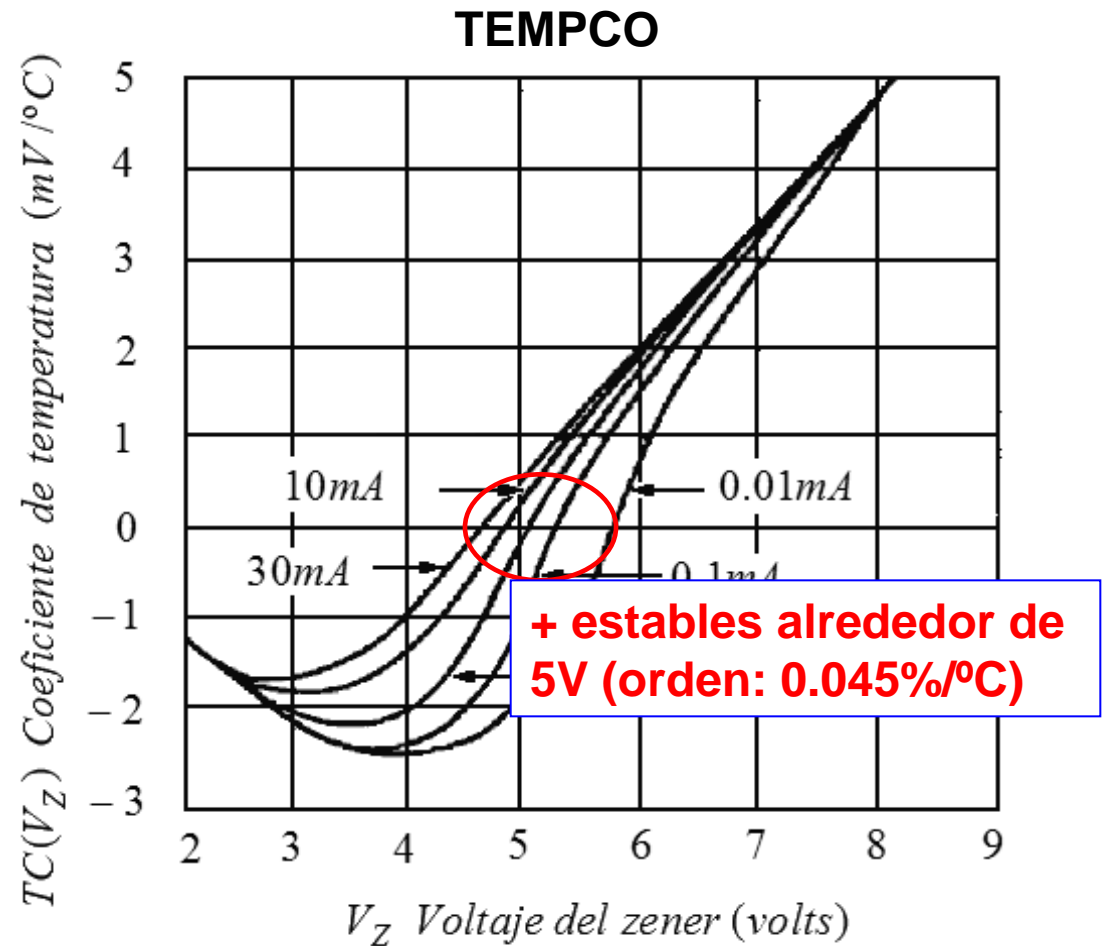
Cálculo de K_T

$$K_T = \left. \frac{\partial V_o}{\partial T} \right|_{\substack{\Delta I_o = 0 \\ \Delta V_i = 0}}$$

Como:

$$V_o = V_z$$

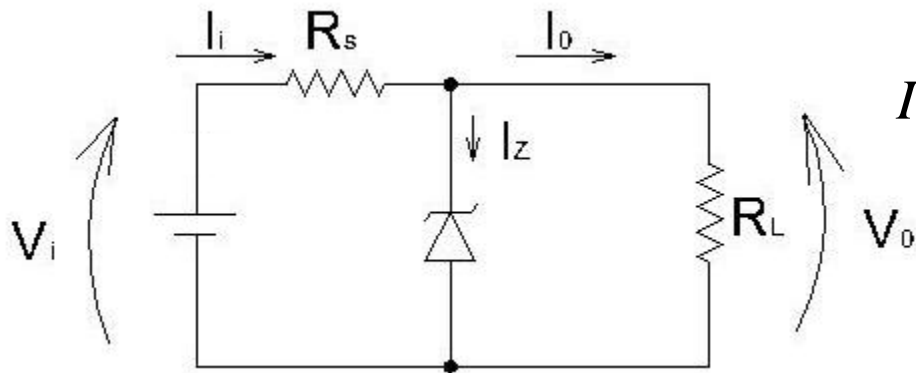
$$K_T = \frac{dV_o}{dT} = \frac{dV_z}{dT} = K_{Tz}$$



Para estabilizar se puede jugar poniendo dos en serie (Z+Z, Z+D)

Estabilizador básico shunt con zener (baja potencia)

Cálculo de R_s : (V_o , V_i , I_o , datos)



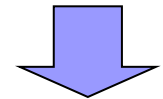
**balance entre rd y
consumo de potencia**

$$I_i = I_o + I_{z\text{deseada}} = \frac{V_i - V_o}{R_s}$$

$$I_{z\min} = I_{ZK}$$



como
 $V_o = V_z$



$$R_s = \frac{V_i - V_z}{I_o + I_{z\text{deseada}}}$$

En qué condiciones disipa más potencia el Dz?

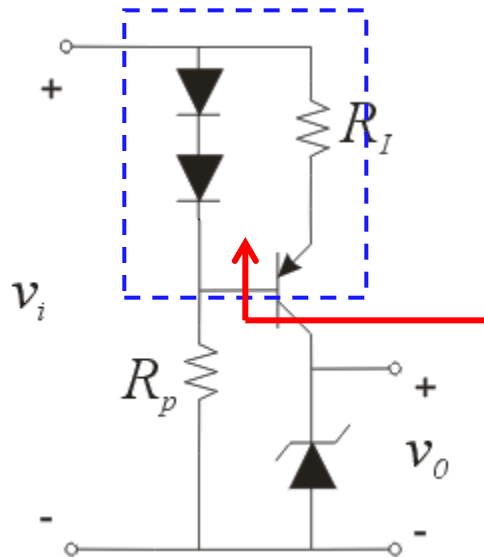
$P_{z\max}$ cuando $I_o = 0$ En ese caso: $I_z = \frac{V_i - V_z}{R_s}$ y $P_z = V_z I_z = V_z \left(\frac{V_i - V_z}{R_s} \right)$

Diodos de 1/2W, 1W, 5W

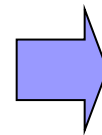
Estabilizador básico shunt con zener (baja potencia)

Mejoras: de F $F = \frac{\Delta V_0}{\Delta V_i} \approx \frac{r_z}{R_s}$ Resistencia que polariza al zener

Fuente de corriente con transistor:



$$r_0 \approx h_{fe} h_{oe}^{-1}$$

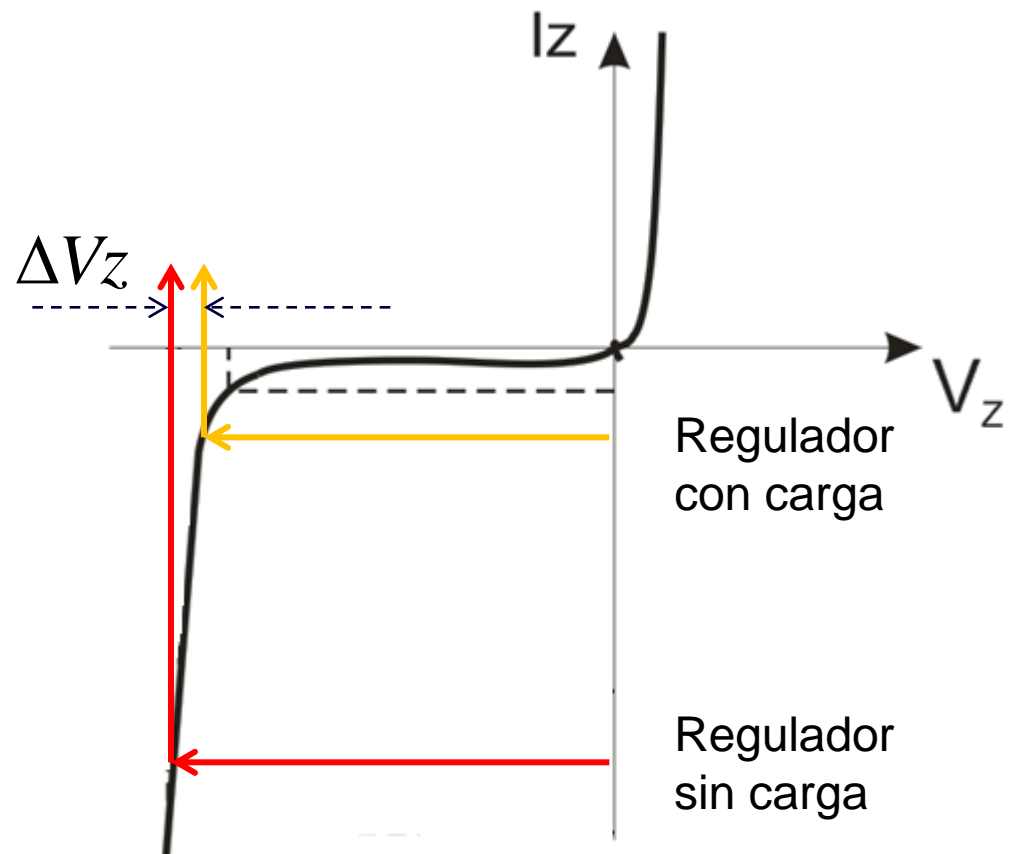
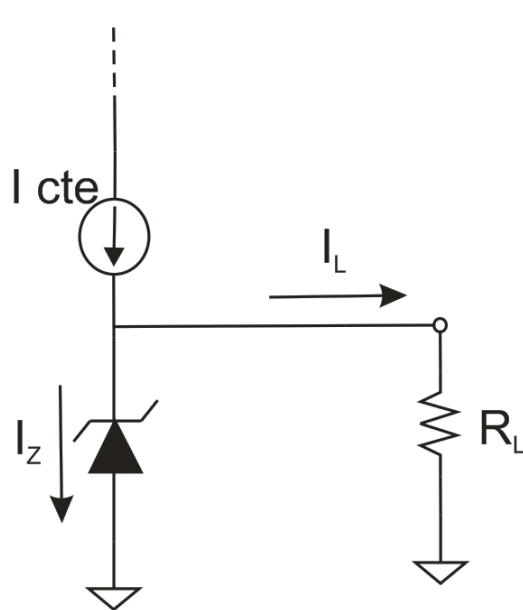


$$F \approx \frac{r_z}{h_{fe} h_{oe}^{-1}}$$

Pero corriente de polarización está a lazo abierto!!

$$K_T = K_{Tz}$$

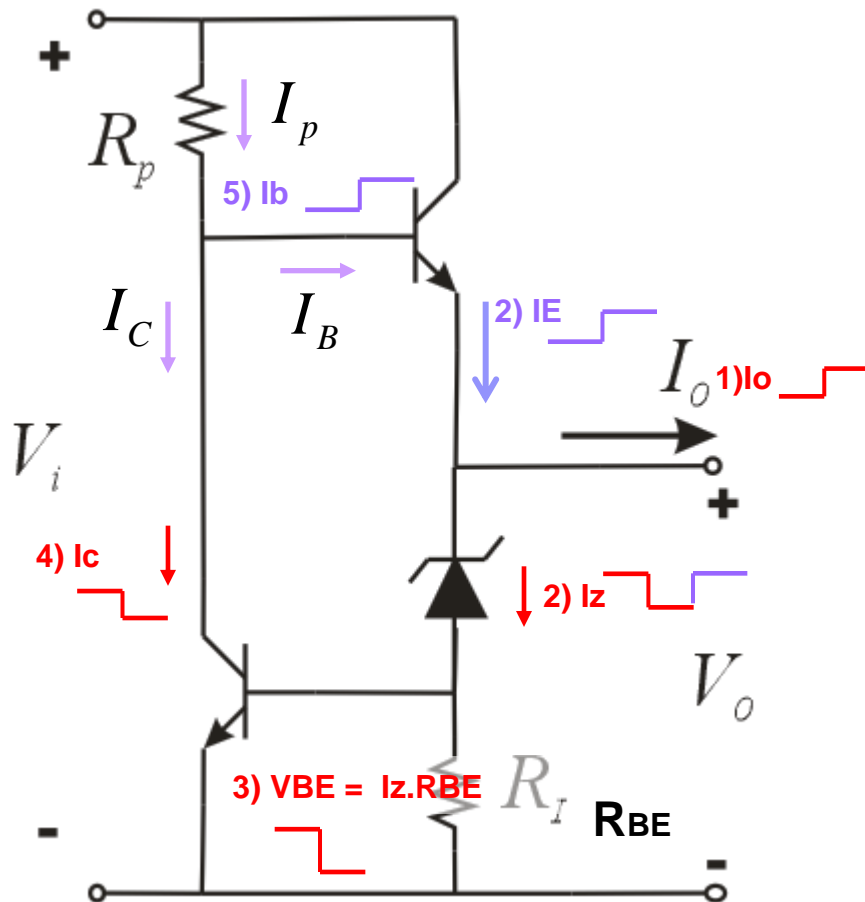
$$R_0 \approx r_z$$



Me gustaría que la corriente sobre el Dz sea constante para evitar que varíe V_z cuando varía I_L

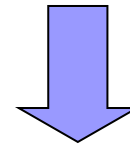
Control de la corriente de polarización I_z : Rechazo a variaciones de I_o

$$I_p = \frac{V_i - 2V_\gamma - V_Z}{R_p} \simeq cte$$



$$V_o = V_Z + V_{BE}$$

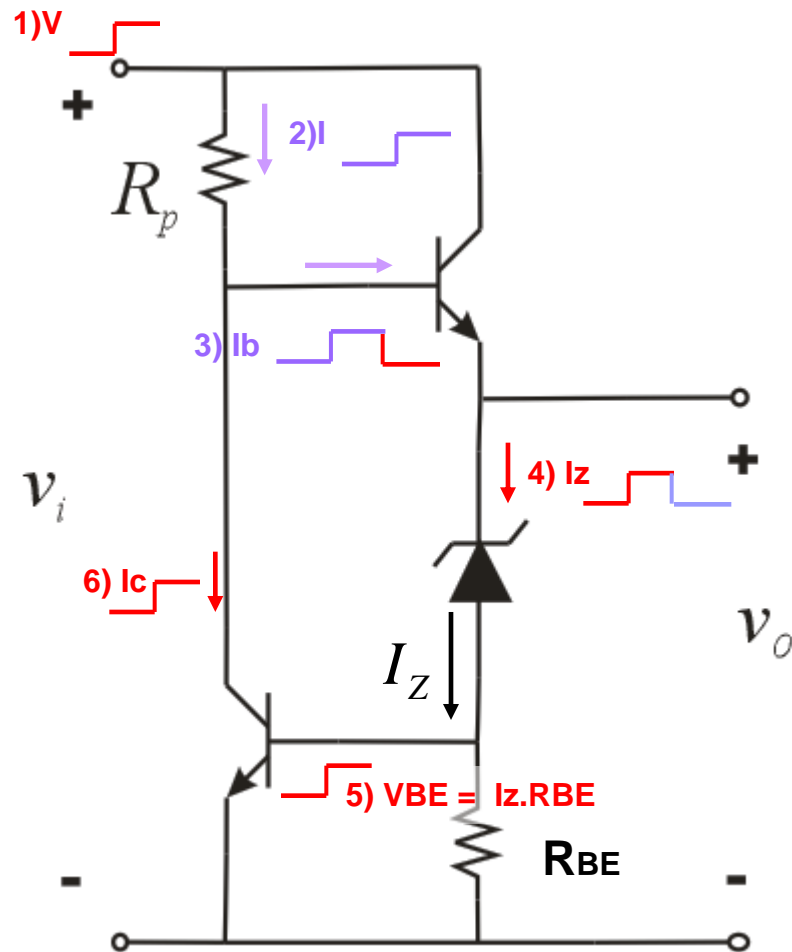
El diodo se polariza desde la misma tensión que él genera



R_{BE} sensa las variaciones de I_z

Mejor coeficiente de temperatura para $V_Z > 5V$

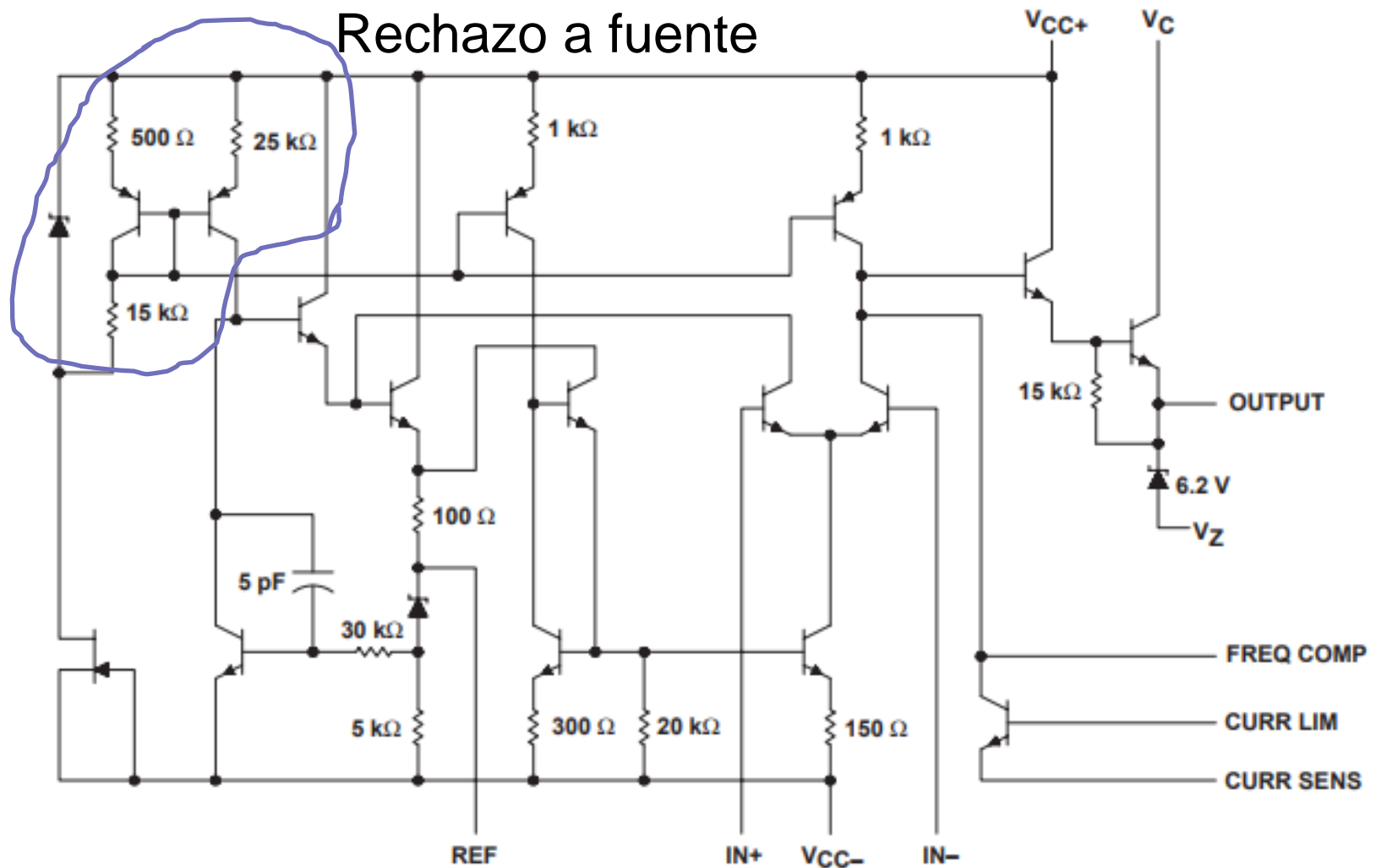
Control de la corriente de polarización: Variaciones de V_i



$$I_p = \frac{V_i - 2V_\gamma - V_Z}{R_p} \approx cte$$

LM723

Rechazo a fuente



Resistor and capacitor values shown are nominal.

Referencias por salto de banda (“bandgap”)

- ❑ Los circuitos anteriores pueden compensarse en alguna medida y en un rango de temperaturas limitado
- ❑ No podríamos lograr la compensación si quisiéramos integrar todo en un chip debido a la disipación
- ❑ Las tensiones de alimentación de modernos CI's tiende a disminuir

Las referencias *bandgap* se logran generando y combinando magnitudes PTAT y CTAT (*Proportional and Complementary To Absolute Temperature*) para lograr compensación en un rango amplio de temperaturas

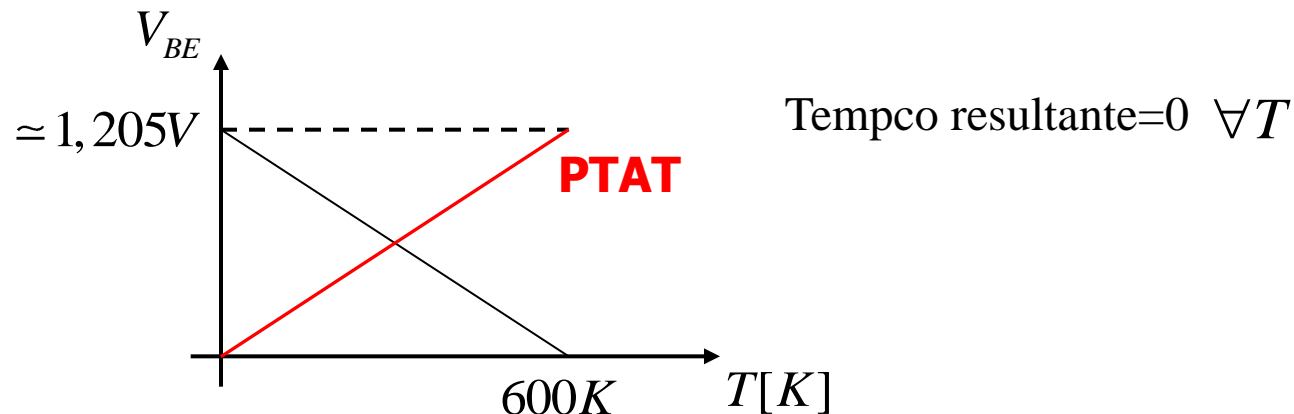
Principio de funcionamiento

Recordemos la ecuación de una juntura pn (Si) en directa:

$$V_D = V_T \ln(I_D / I_S) \quad \text{donde:} \quad \begin{cases} V_T = \frac{kT}{q} \\ I_S = BT^3 e^{\frac{-V_{G0}}{V_T}} \end{cases} \quad \begin{cases} B:cte \\ V_{G0} = 1,205V \text{ (tension bandgap Si)} \end{cases}$$

el coeficiente de temperatura de V_D a $V_D=0,65V$ y $25^\circ C$

$$K_T(V_D) \simeq -2.2mV / ^\circ C \quad \text{un CTAT}$$





Cómo hacemos un PTAT?

Mido la diferencia de VBE de dos transistores en serie a igual corriente pero distinta área de emisor (A1=mA2)

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1}$$

$$\begin{aligned} I_{C1} &= I_{C2} \\ I_{S1} &= m I_{S2} \end{aligned}$$

$$\Delta V_{BE} = V_T \ln(m)$$

$$K_T(\Delta V_{BE}) > 0$$

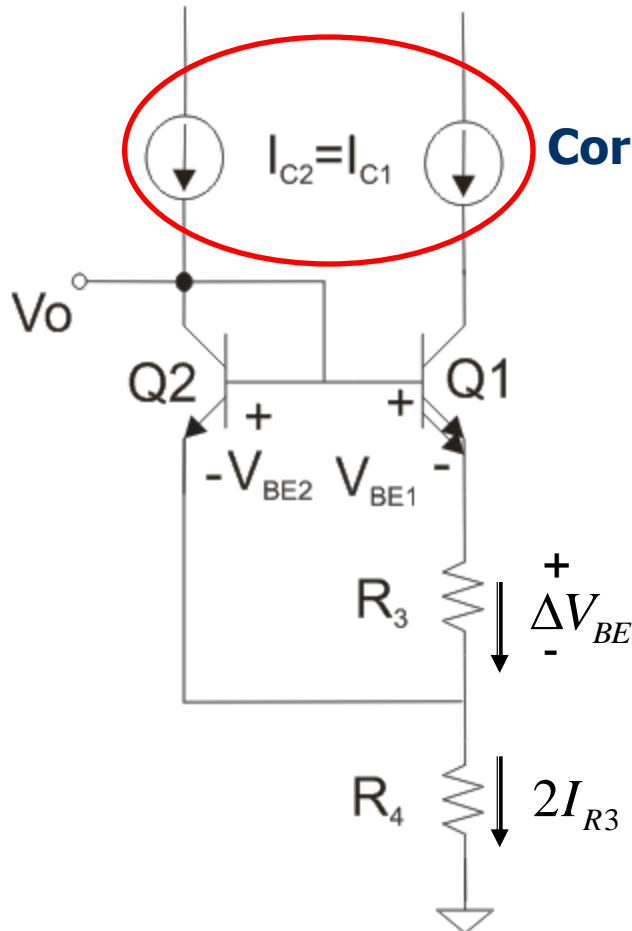
es PTAT

pues A1=mA2

Ahora debemos combinar ΔV_{BE} y V_{BE} para lograr $K_T=0$

PTAT CTAT

Un circuito que hace el truco (Brokaw)



Corrientes de colector iguales

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \ln(m)$$

$$\Rightarrow I_{R3} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_3} = \frac{V_T \ln(m)}{R_3}$$

también es PTAT

$$V_0 = V_{BE2} + 2I_{R3}R_4 = V_{BE2} + 2\left(\frac{V_T \ln(m)}{R_3}\right)R_4 = V_{BE2} + CV_T$$

Para anular el coef. de T: $K_T(V_0) = \underbrace{K_T(V_{BE2})}_{-2,2mV/^{\circ}C} + C K_T(V_T) = 0$

$\Rightarrow \underbrace{C K_T(V_T)}_{\frac{k}{q} = 0,0862mV/^{\circ}C} = 2,2mV/^{\circ}C \Rightarrow C = \frac{2,2mV/^{\circ}C}{0,0862mV/^{\circ}C} = 25,5$

Supongamos tamaño relativo: $m = 8 \therefore (\ln 8 \simeq 2)$

$C = 25,5 = 2 \left(\frac{\ln(m)}{R_3} \right) R_4 = \left(\frac{4}{R_3} \right) R_4 \Rightarrow \boxed{\frac{R_4}{R_3} = 6,38}$

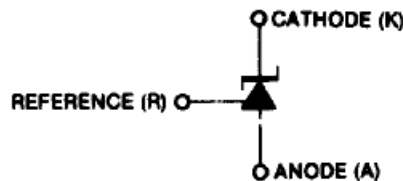
Complemento esto con el requerimiento de polarización...

TL431, "zener programable" (en realidad es un CI basado en un **Band Gap**)

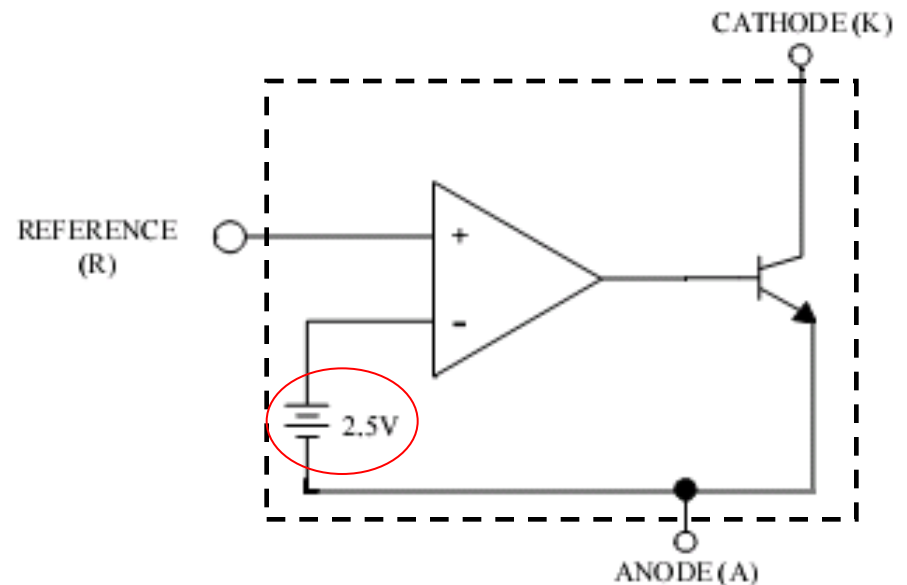
TO-92



1. Ref 2. Anode 3. Cathode



esquema funcional:



fuentes de referencia interna

PRODUCT DESCRIPTION

The TL431 is a 3-terminal adjustable shunt voltage regulator providing a highly accurate **1% bandgap reference**. TL431 acts as an open-loop error amplifier with a 2.5V temperature compensation reference. The TL431 thermal stability, wide operating current (150mA) and temperature range **(0°C to 105°C)** makes it suitable for all variety of application that are looking for a low cost solution with high performance.

The output voltage may be adjusted to any value between V_{REF} and 36 volts with two external resistors. The TL431 is operating in full industrial temperature range of 0°C to 105°C. The TL431 is available in TO-92, SO-8, SOT-89 and SOT23-5 packages.

Electrical Characteristics

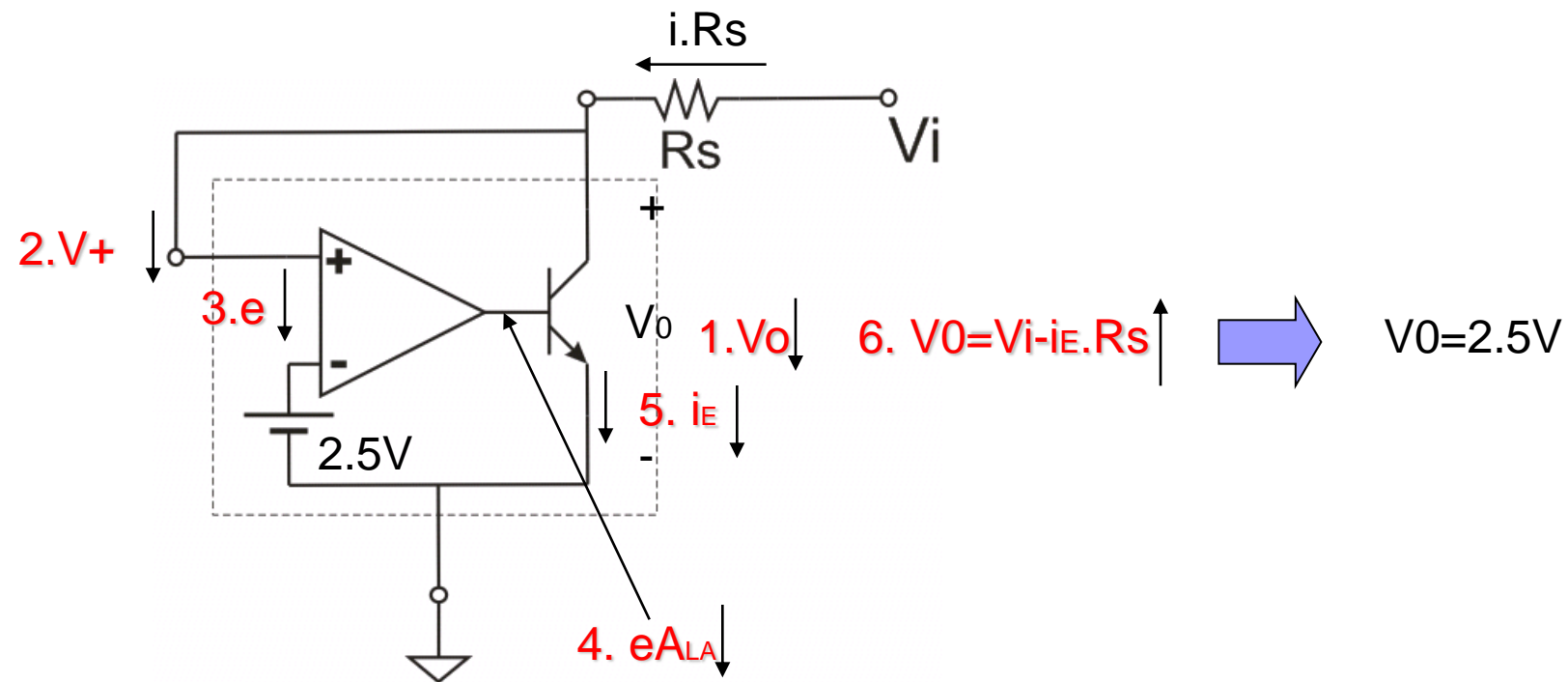
($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

4.5mV/2.5V=0.18% en
todo el rango de T !

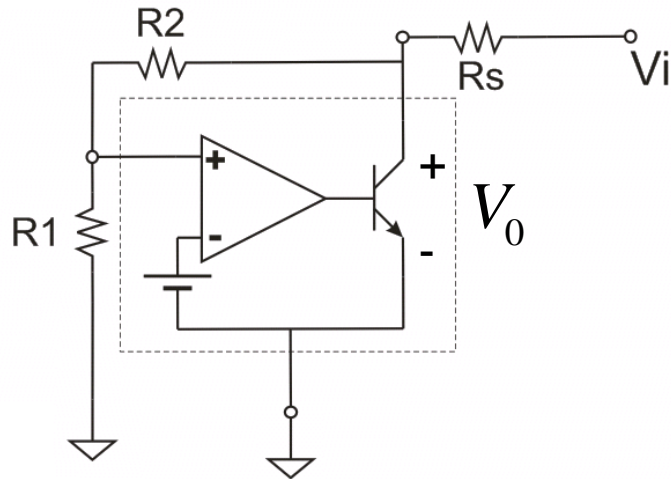
Parameter	Symbol	Conditions	TL431			TL431A			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Reference Input Voltage	V_{REF}	$V_{KA}=V_{REF}$, $I_{KA}=10\text{mA}$	2.440	2.495	2.550	2.470	2.495	2.520	V
Deviation of Reference Input Voltage Over-Temperature (Note 1)	$\Delta V_{REF}/\Delta T$	$V_{KA}=V_{REF}$, $I_{KA}=10\text{mA}$ $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	-	4.5	17	-	4.5	17	mV
Ratio of Change in Reference Input Voltage to the Change in Cathode Voltage	$\Delta V_{REF}/\Delta V_{KA}$	$I_{KA}=10\text{mA}$ $\Delta V_{KA}=10\text{V}-V_{REF}$	-	- 10	-2.7	-	-1.0	-2.7	mV/V
		$\Delta V_{KA}=36\text{V}-10\text{V}$	-	-0.5	-2.0	-	-0.5	-2.0	
Reference Input Current	I_{REF}	$I_{KA}=10\text{mA}$, $R_1=10\text{K}\Omega$, $R_2=\infty$	-	1.5	4	-	1.5	4	μA
Deviation of Reference Input Current Over Full Temperature Range	$\Delta I_{REF}/\Delta T$	$I_{KA}=10\text{mA}$, $R_1=10\text{K}\Omega$, $R_2=\infty$ $T_A = \text{Full Range}$	-	0.4	1.2	-	0.4	1.2	μA
Minimum Cathode Current for Regulation	$I_{KA(MIN)}$	$V_{KA}=V_{REF}$	-	0.45	1.0	-	0.45	1.0	mA
Off - Stage Cathode Current	$I_{KA(OFF)}$	$V_{KA}=36\text{V}$, $V_{REF}=0$	-	0.05	1.0	-	0.05	1.0	μA
Dynamic Impedance (Note 2)	Z_{KA}	$V_{KA}=V_{REF}$, $I_{KA}=1$ to 100mA $f \geq 1.0\text{KHz}$	-	0.15	0.5	-	0.15	0.5	Ω

- $T_{MIN} = -25^\circ\text{C}$, $T_{MAX} = +85^\circ\text{C}$

Aplicación típica: (siempre realimentado negativamente)

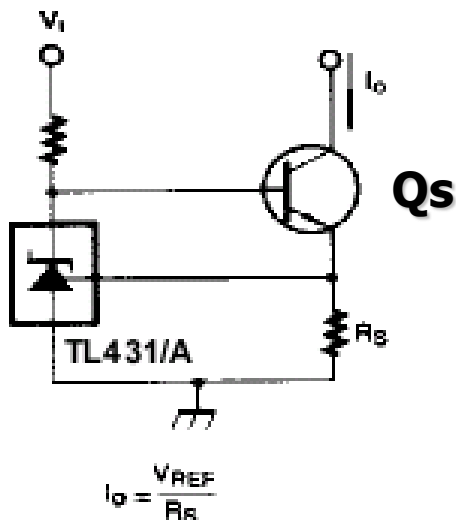


Valor Vo arbitrario:

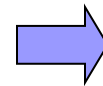


$$V_0 \approx 2,5 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Fuente de corriente:



-corriente x Rs



-corriente toma el 431



+ corriente a la base de Qs



+ corriente al emisor de Qs
compensando la merma
original