



REGULADORES PARA ALIMENTACIÓN DE CC

Cátedra: CIRCUITOS ELECTRÓNICOS II

Capacidades de los estudiantes al terminar esta unidad:

- Identificar las ventajas de los reguladores con elemento de paso en serie en comparación con sus pares en derivación.
- Calcular los factores de calidad de un regulador básico serie con transistor de paso.
- Identificar la topología de un regulador serie con amplificador operacional y explicar su funcionamiento, diseñar la red de realimentación y polarizar su referencia de tensión.
- Utilizar circuitos de protección por sobrecorriente y dimensionar los componentes para un requerimiento dado.
- Identificar el caso peor en la problemática de disipación de potencia en el transistor de paso y estimar dicha potencia.
- Identificar las ventajas y limitaciones en el uso de reguladores integrados e identificación de sus parámetros más importantes en las hojas de datos.

Para qué?

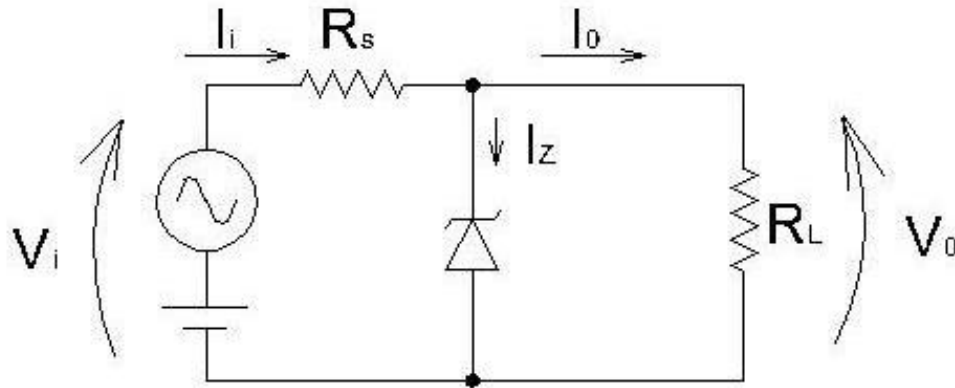
- ❖ Alimentar cargas con requerimientos estrictos de alimentación (p.e. CI digitales)

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V_{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V_{IH}	HIGH Level Input Voltage	2			V
V_{IL}	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I_{OH}	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I_{OL}	LOW Level Output Current			8	mA
T_A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

- ❖ Generar múltiples tensiones a partir de una única fuente primaria (5V, +-12V)
- ❖ Inmunizar V_{CC} de la línea y de la carga (F_0 , R_0)

Ya habíamos visto:



¿corriente máxima?

$$I_{0\max} = \frac{V_i - V_z}{R_s} - I_{Z\text{deseada}}$$

la mínima para que
no se despolarice

Estabilizador zener estándar

Si necesito + corriente para la misma V_z :

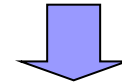
$$I_{0\max_premium} = \frac{V_i - V_z}{R_s} - I_{Zdeseada}$$

$R_s \downarrow \downarrow \downarrow$

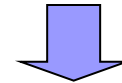
Pero cuando desconecto la carga:

$$I_z = \frac{V_i - V_z}{R_s}$$

$R_s \downarrow \downarrow \downarrow$



I_z aumenta



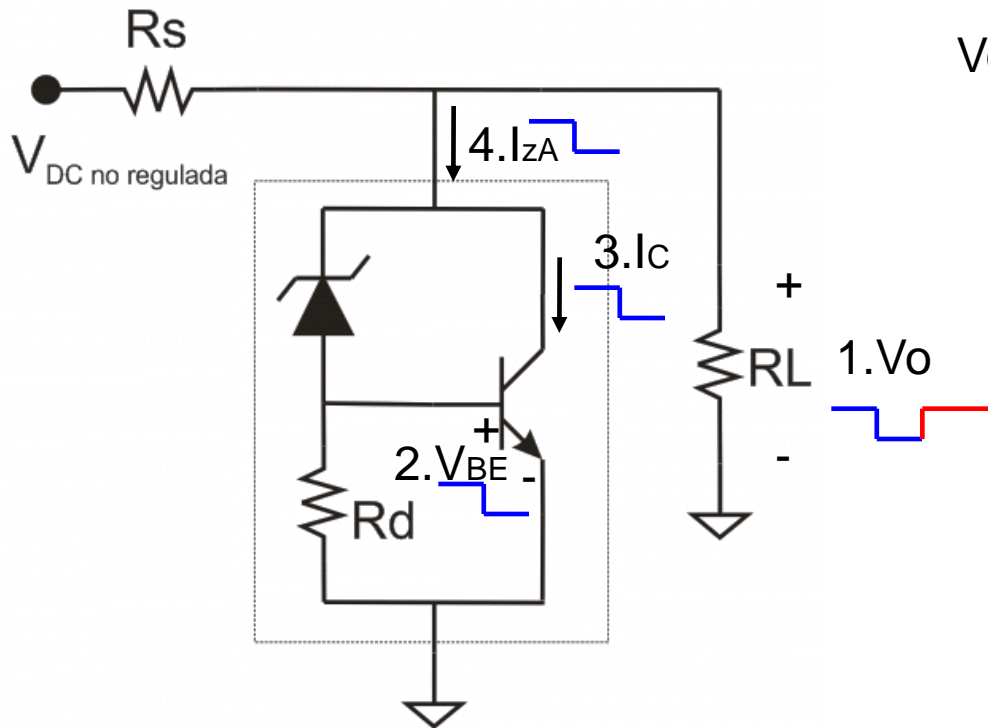
$P_z = V_z \cdot I_z$ aumenta

Debo poner un Z de mayor potencia

Si necesito mayor corriente a la carga debo aumentar el tamaño del zener (P)

zener típicos: 0,5W, 1W, 5W (más grandes son caros)

Zener activo (active zener o active clamp): Dz + transistor de potencia

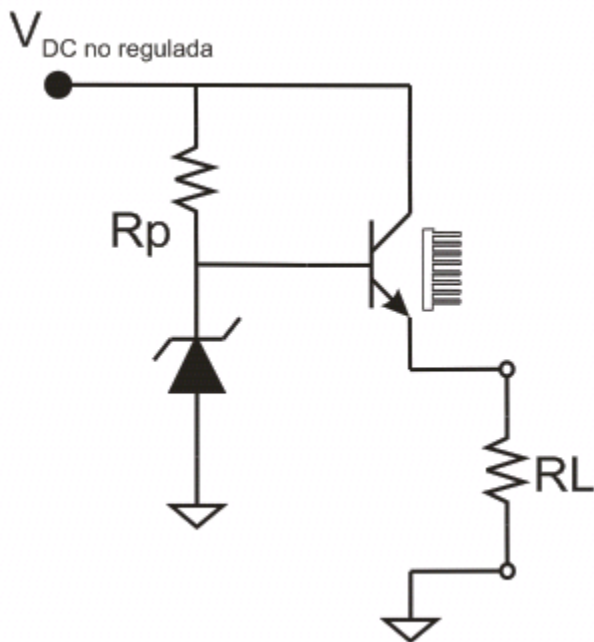


$$V_o = V_Z + V_{BE} \text{ (podría compensarse el KT)}$$

$$4.V_o = V_{DCnr} - R_s (I_{ZA} + \underbrace{(V_o/R_L)}_{cte})$$

:(Igual se disipa potencia cuando no hay carga

Solución: pongo el transistor en serie con la carga:



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

:) No hay disipación cuando se desconecta la carga

:) I_{omax} aumenta en h_{fe}

$$F_0 \cong \frac{r_d}{R_p} \quad \text{¿por qué?}$$

$$R_0 \cong \frac{r_d + h_{ie}}{h_{fe} + 1} \cong \frac{r_d}{h_{fe} + 1}$$

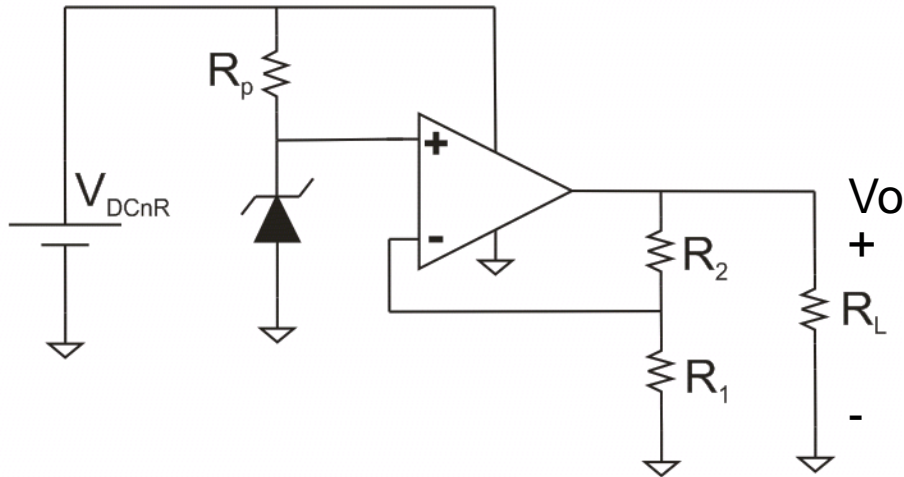
R_0 también mejora respecto al regulador con zener

Valores... $I_o = 1A$ y $h_{fe} = 50$

$$h_{ie} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{V_T h_{fe}}{I_c} = \frac{25mV \cdot 50}{1A} = 1,25\Omega$$

Quiero poder cambiar la tensión de salida con un potenciómetro:

Ejemplo:



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

o divido V_z con R_3 y R_4

Si puedo pongo un D_z con KT chico y adapto R_2 y R_1

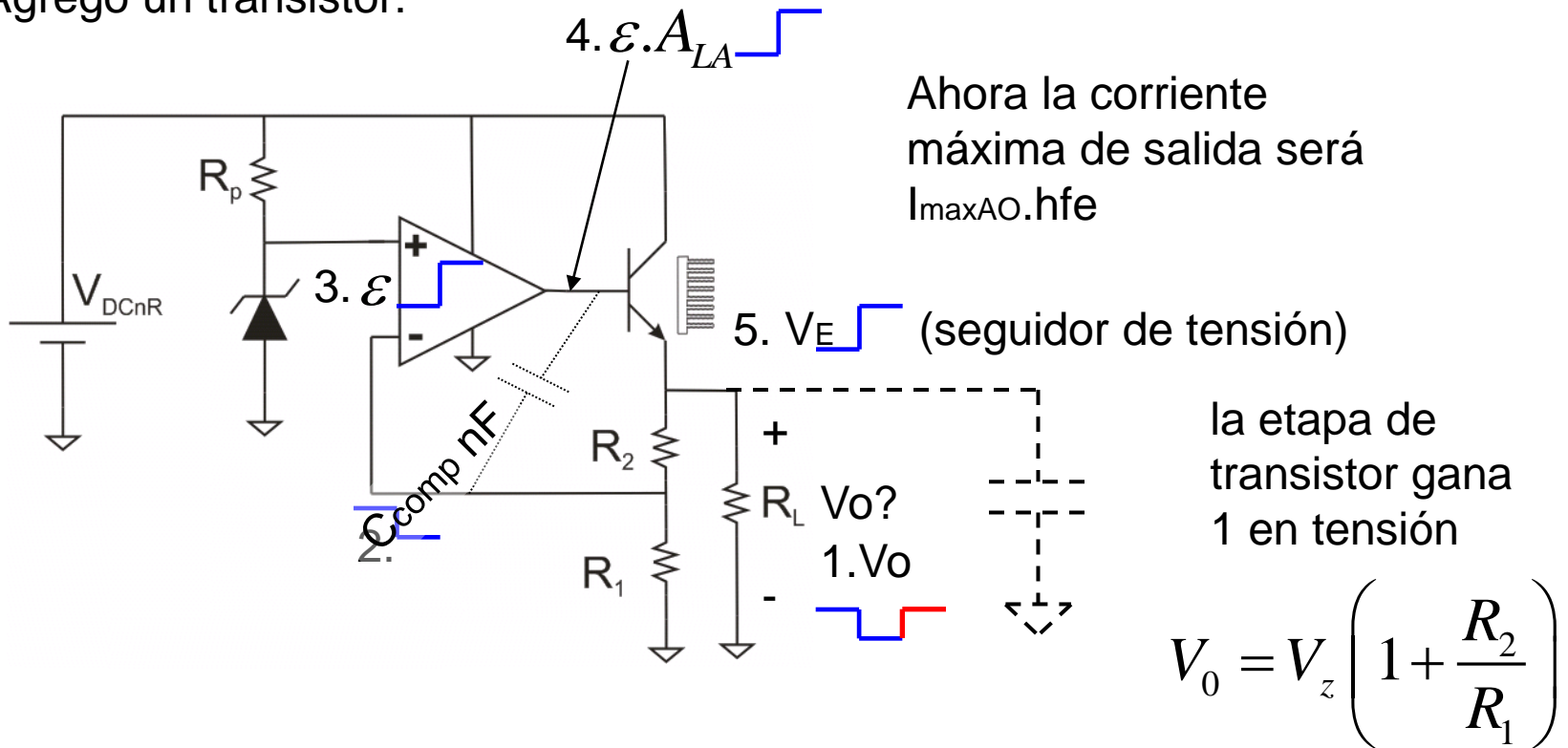
$$F_o = \frac{r_d}{R_p} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left. \vphantom{\frac{r_d}{R_p} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right\} \text{ el ripple aumenta en } R_2/R_1!!$$

$$R_o = \frac{r_{oAO}}{1 + \beta A_{LA}} \quad \downarrow \downarrow \downarrow$$

PERO: $I_{\max AO} = 20\text{mA}$

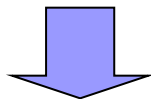
Lazo cerrado con aumento de corriente

Agrego un transistor:



Sigo: ojo con las oscilaciones!!!

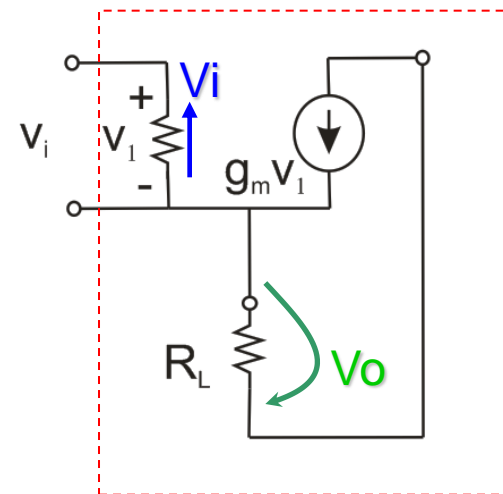
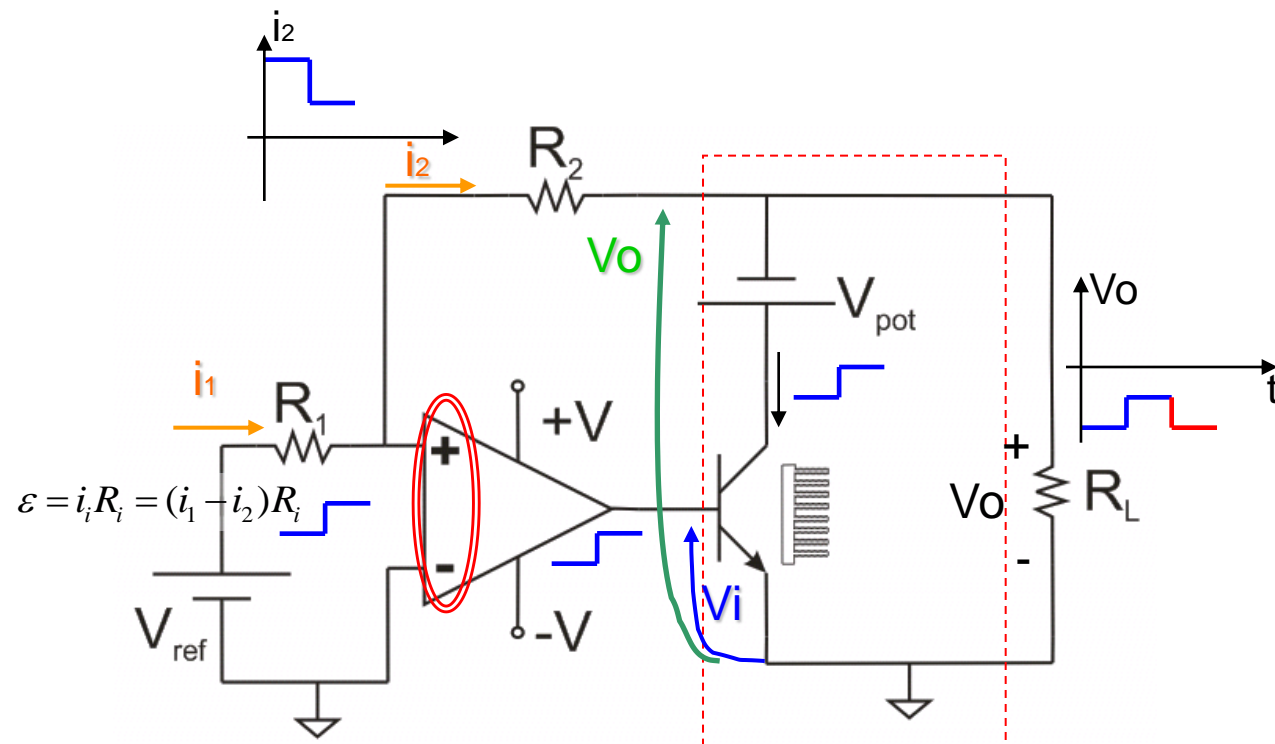
Problema: V_{DCnR} no puede exceder la V_{cc} máxima del AO



V_o no puede ser mayor a la alimentación del AO (36V típico)

Aumentando la tensión de salida

Armo esto:



$$\frac{V_o}{V_i} = -g_m R_L$$

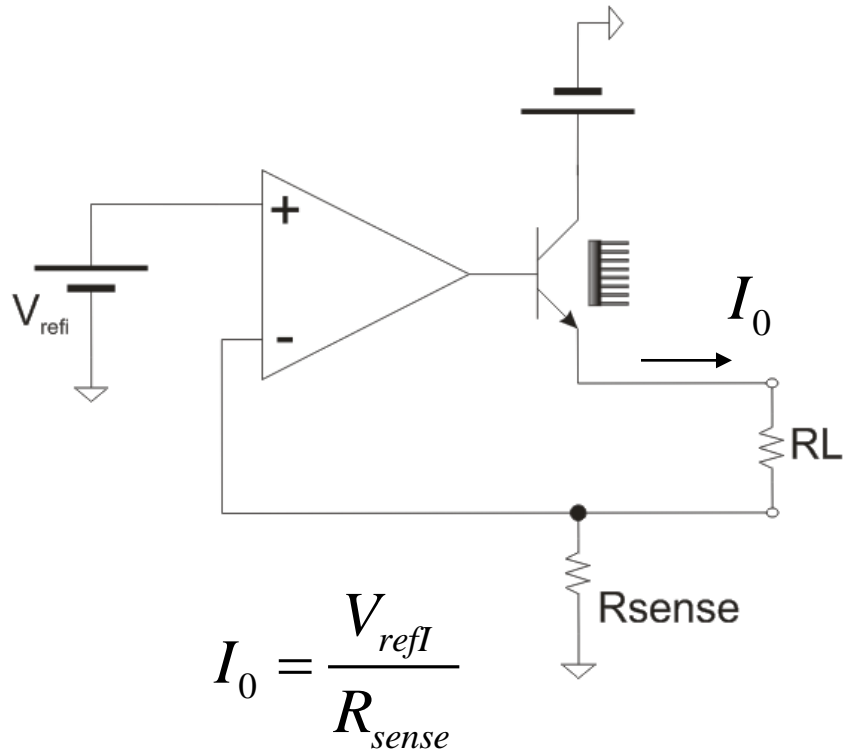
✓ Realimentación negativa

En estado estacionario:

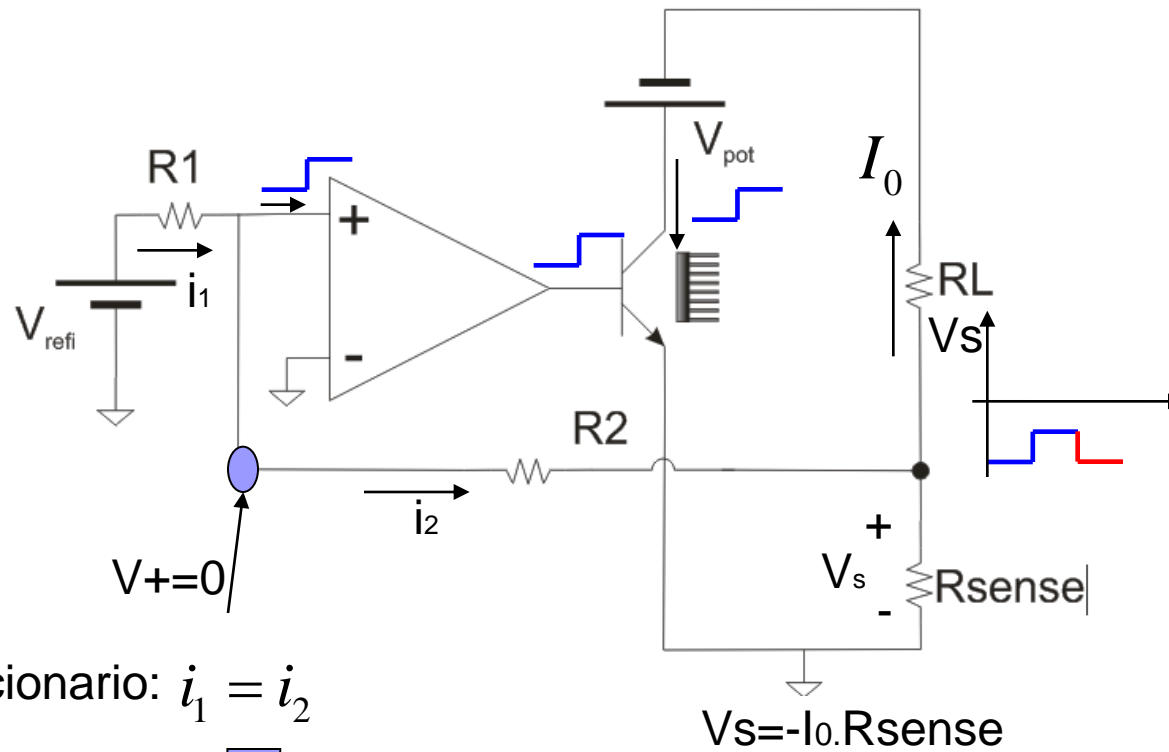
$$i_1 = \frac{V_{ref}}{R_1}, \quad i_2 = -\frac{V_o}{R_2}$$

$$V_o = -V_{ref} \frac{R_2}{R_1}$$

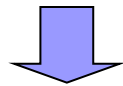
Fuentes de corriente con OPA:



Fuentes de corriente con OPA:



En estado estacionario: $i_1 = i_2$

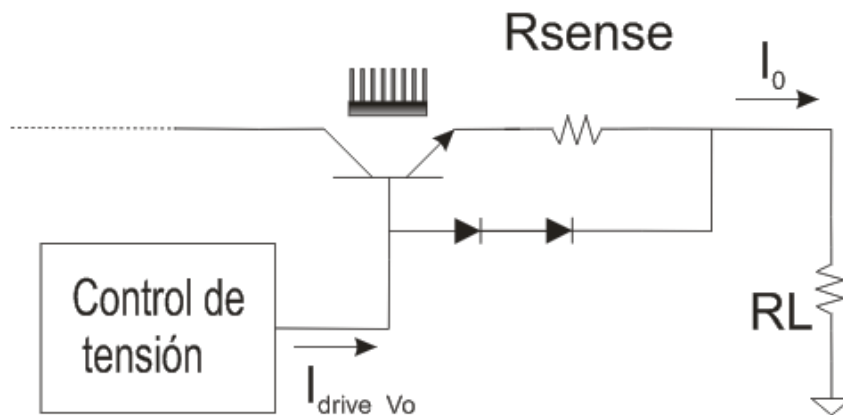


$$\frac{V_{refI}}{R_1} = \frac{-V_s}{R_2} = \frac{-(-I_0 R_{sense})}{R_2} \Rightarrow I_0 = \left(\frac{V_{refI}}{R_{sense}} \right) \frac{R_2}{R_1}$$

Protecciones:

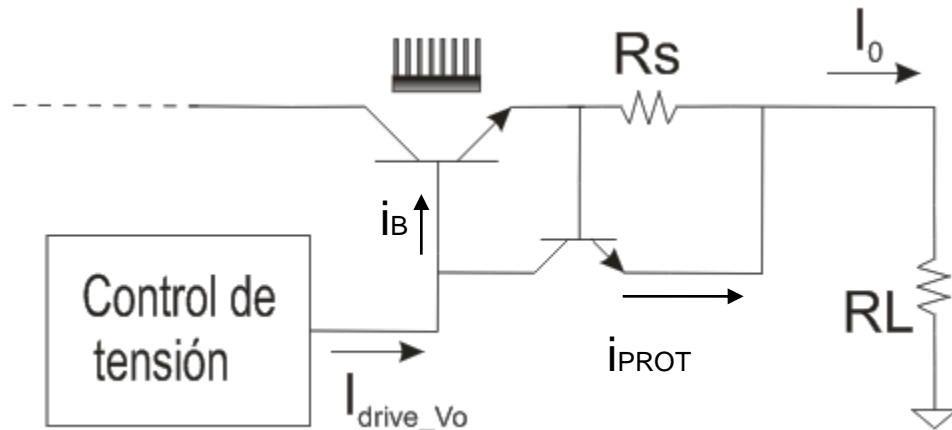
- 1) Sobrecorriente
 - a) Corriente constante
 - b) Repliegue (foldback)
- 2) Sobretensión (crowbar)
- 3) Inversión de polaridad

1) a) Protección contra sobrecorriente con diodos



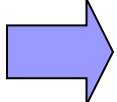
$$I_{0_max} = \frac{V_{\gamma}}{R_{sense}}$$

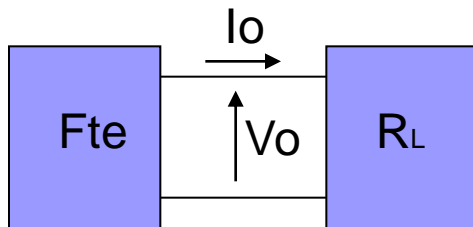
1) a) Protección contra sobrecorriente con transistor



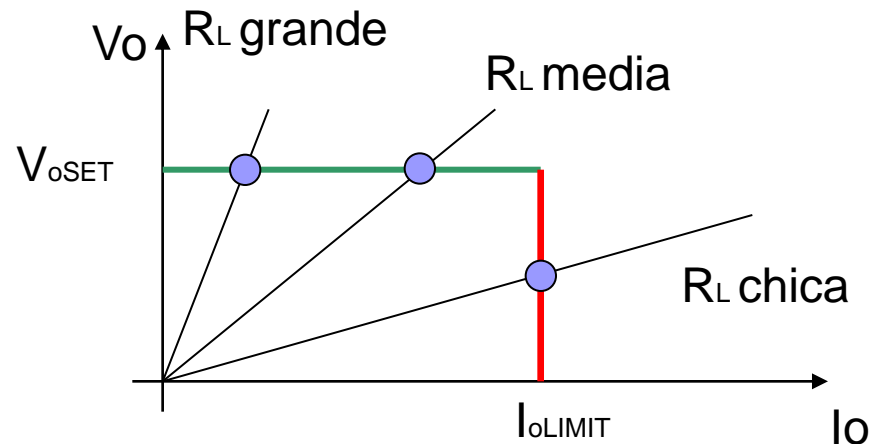
$$I_{0_max} = \frac{V_{\gamma}}{R_{sense}}$$

más abrupta la derivación de corriente I_{drive} debido al h_{fe}

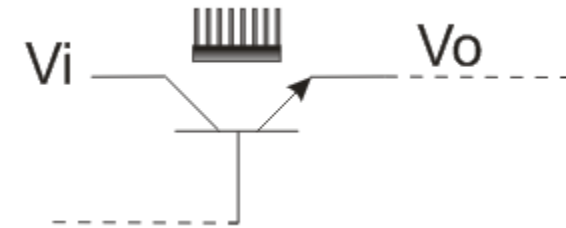
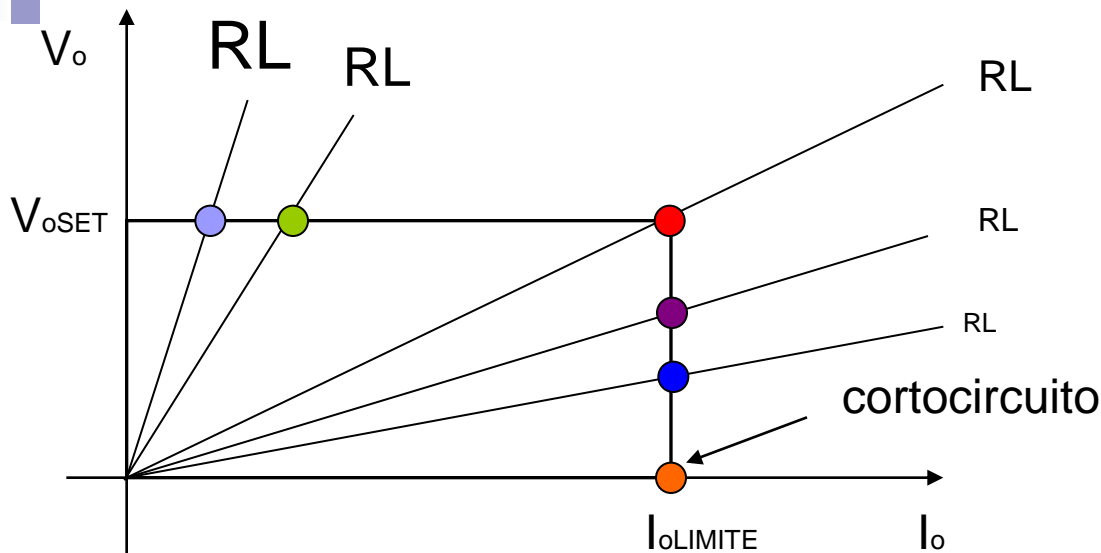
Si $R_s I_0 < V_{\gamma}$ Q_{PROT} apagado ($I_{PROT} = 0$)  El lazo de tensión tiene el control



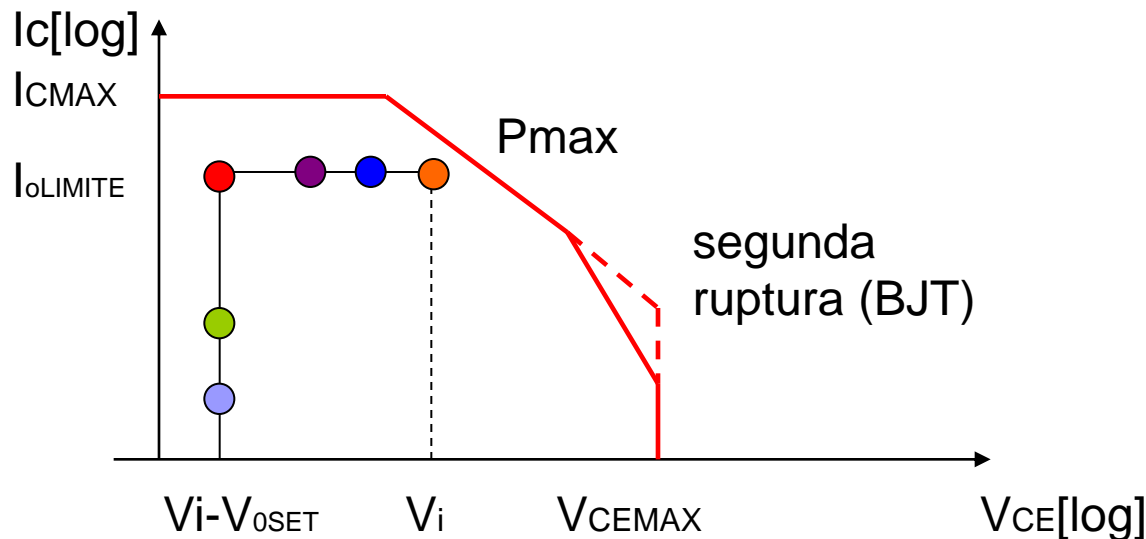
$$V_o = I_o \cdot R_L \quad (\text{recta})$$



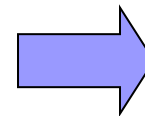
Protecciones



Área segura de trabajo del transistor de paso SOA (Safe Operating Area)

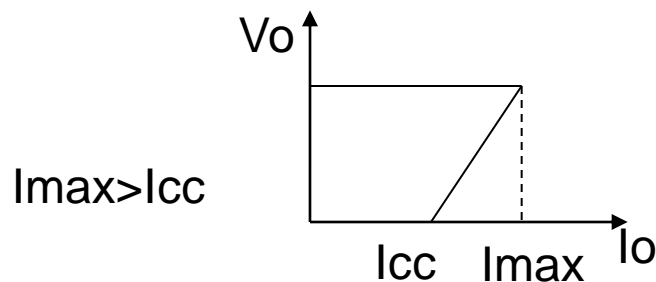
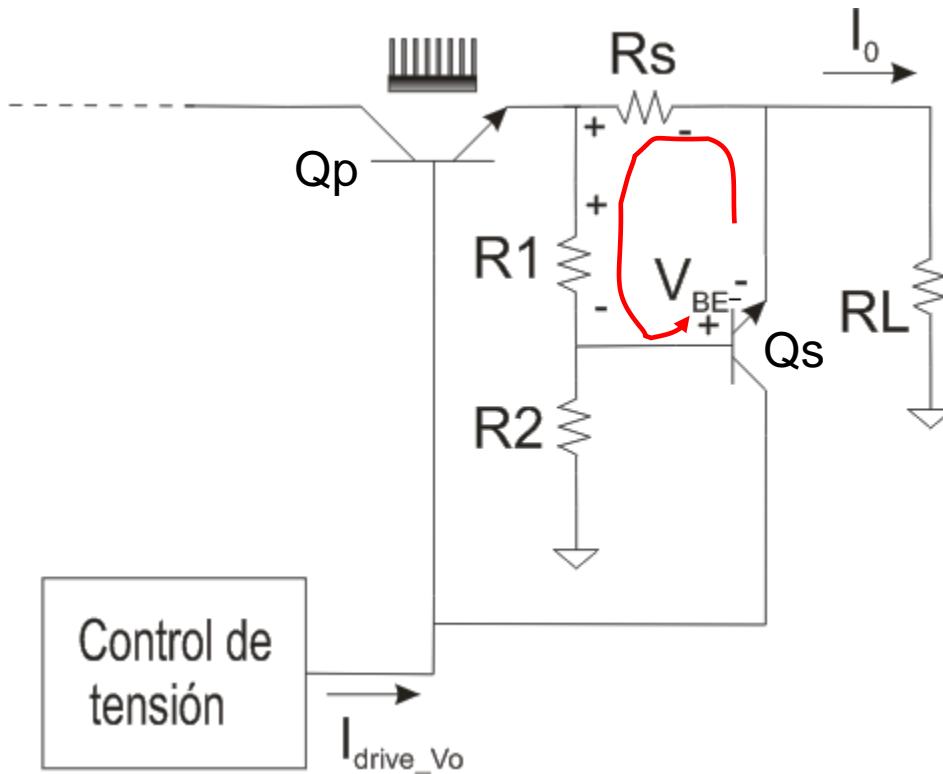


Disipador para una condición anómala despilfarro de aluminio



Peor condición para el transistor de paso: **cortocircuito**

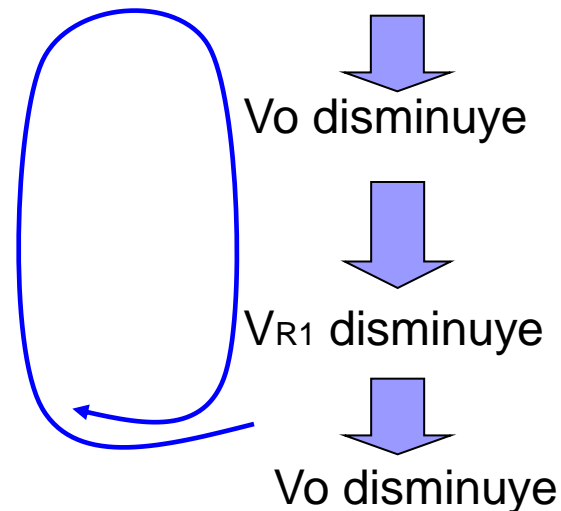
1) a) Protección por repliegue (*fold-back*)



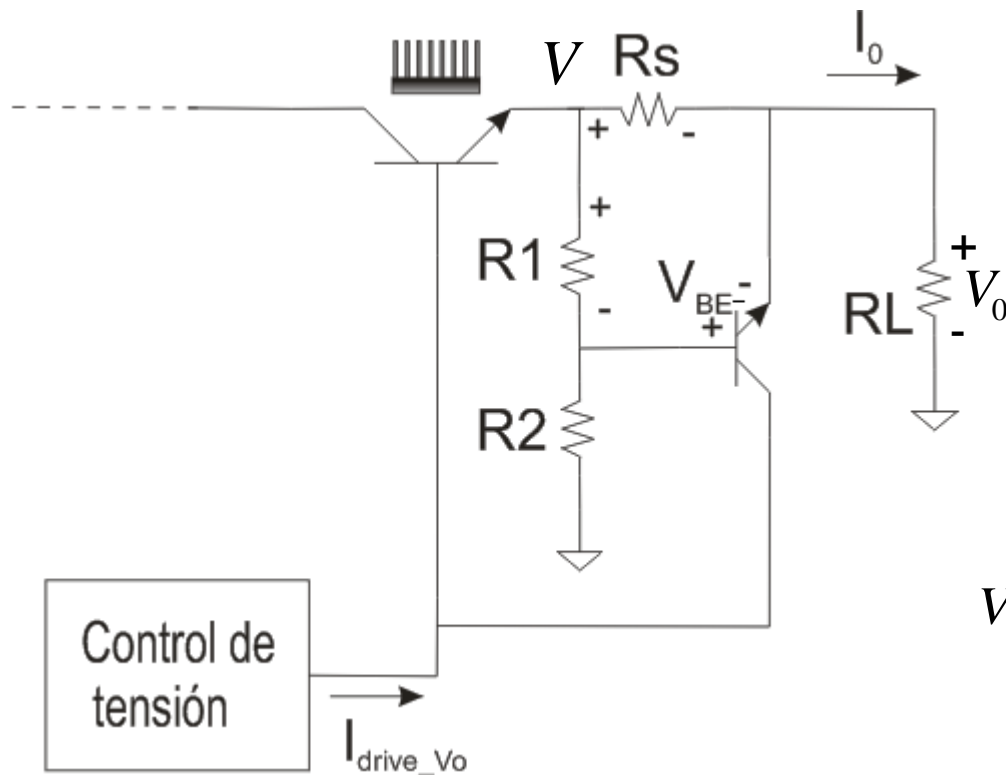
V_{R1} tiende a cortar a Q_s
 $R_s I_o$ tiende a activarlo

Si I_o es “baja” Q_s no conduce y el lazo de tensión tiene el control a través de I_{drive}

Si Q_s empieza a conducir Q_s saca corriente de la base de Q_p



De qué depende el valor de I_0 ?



$$R_s I_0 - V_{R1} - V_{BE} = 0$$

$$V_{R1} = \left(\frac{V}{R_1 + R_2} \right) R_1$$

$$V_{R1} = \alpha V = \alpha(V_0 + I_0 R_s)$$

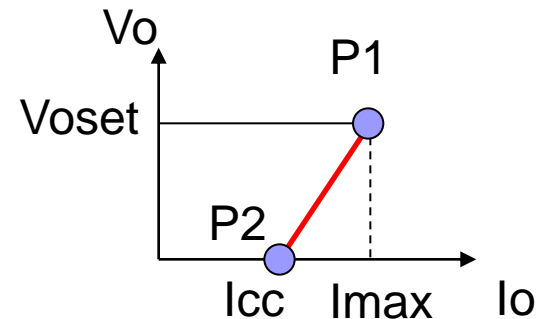
$$V_{BE} = I_0 R_s - V_{R1} = I_0 R_s (1 - \alpha) - \alpha V_0$$

$$V_{BE} = \underbrace{I_0 R_s (1 - \alpha)}_{\text{tiende a activar Qs (+)}} - \underbrace{\alpha V_0}_{\text{tiende a cortar Qs (-)}}$$

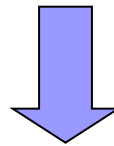
tiende a
activar Qs (+)

tiende a
cortar Qs (-)

Cuando Qs empieza a conducir (zona de protección) $V_{BE} = V_\gamma$



$$V_\gamma = I_0 R_s (1 - \alpha) - \alpha V_0$$



Despejo $V_0 = f(I_0)$

$$V_0 = \frac{-V_\gamma}{\alpha} + R_s \left(\frac{1 - \alpha}{\alpha} \right) I_0 = -B + AI_0 \quad \text{recta}$$

¿qué valores tengo que poner para definir las I_{max} e I_{cc} deseadas ?

P1: $V_{0set} = -B + AI_{max}$

P2: $0 = -B + AI_{cc}$

$$\frac{\alpha V_{0set}}{I_{max} - I_{cc}} = R_s (1 - \alpha)$$

$$R_s = \frac{V_\gamma}{(1 - \alpha) I_{cc}}$$

Ejemplo:

datos:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{\max} = 10A \\ I_{cc} = 5A \\ V_{\text{set}} = 15V \end{array} \right.$$

$$\frac{\alpha V_{\text{set}}}{I_{\max} - I_{cc}} = R_s(1 - \alpha) \Rightarrow \frac{\alpha 15V}{10A - 5A} = \alpha \cdot \frac{15V}{5A} = \alpha \cdot 3\Omega = R_s(1 - \alpha)$$

$$R_s = \frac{V_\gamma}{(1 - \alpha)I_{cc}} \Rightarrow (1 - \alpha)R_s = \frac{V_\gamma}{I_{cc}} = \frac{0,6V}{5} = 0,12\Omega$$

$$\alpha 3\Omega = 0,12\Omega$$

Calculo alfa

$$\alpha = 0,04$$

Calculo R_s **19**

$$R_s = \frac{V_\gamma}{(1 - 0.04)I_{cc}} = \frac{0.6V}{(1 - 0.04)5A} = 0.125\Omega$$

Asumo
 $R_1 = 10K$ y
calculo R_2

$$\alpha = 0,04 = \frac{10K}{10K + R_2}$$

$$R_2 = 400\Omega$$

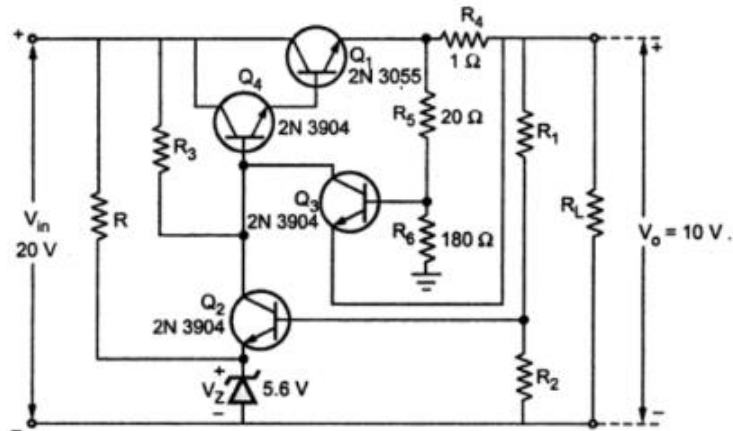


Fig. 10.66

Solution : The values of the various components are,

$$R_4 = 1\Omega, R_5 = 20\Omega, R_6 = 180\Omega$$

$$\begin{aligned} \therefore k &= \frac{R_6}{R_5 + R_6} = \frac{180}{20 + 180} \\ &= 0.9 \end{aligned}$$

The short circuit **current** is given by,

$$\begin{aligned} I_{sc} &= \frac{V_{BE3}}{k R_4} = \frac{0.7}{0.9 \times 1} \\ &= 0.78 \text{ A} \end{aligned}$$

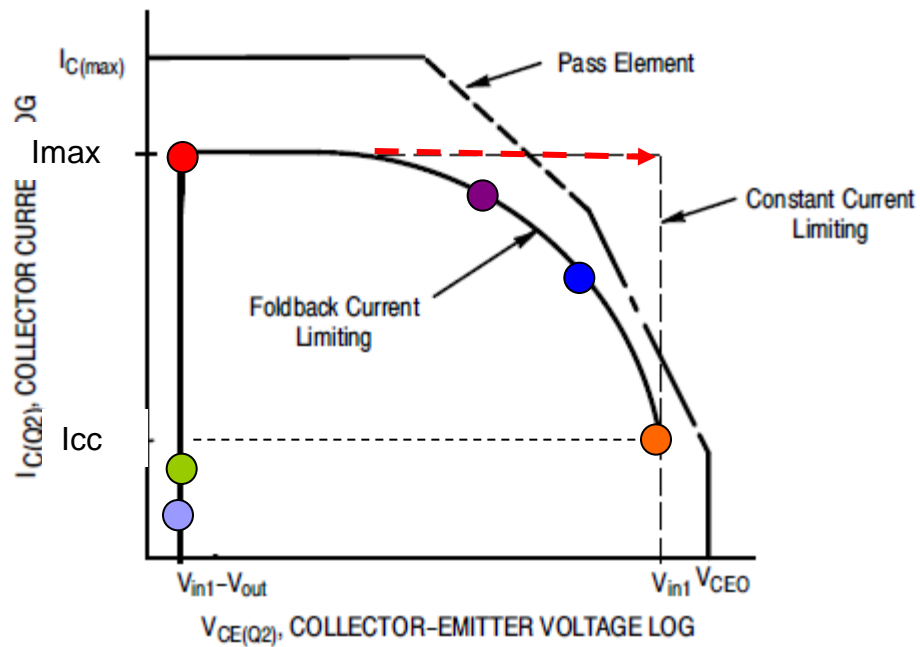
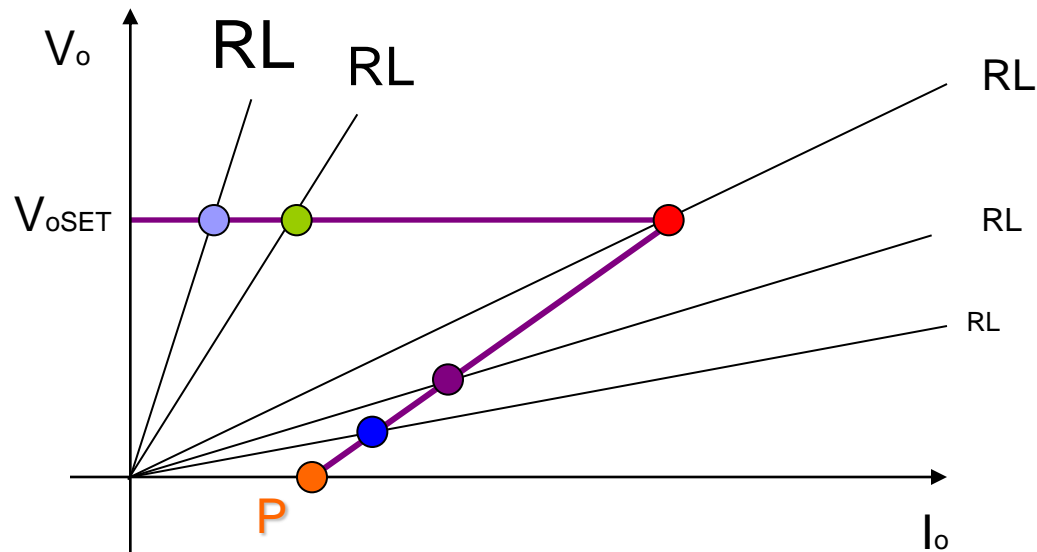
The rated load **current** is,

$$\begin{aligned} I_L &= I_{sc} + \frac{(1 - k) V_o}{k R_4} \\ &= 0.78 + \frac{(1 - 0.9) \times 10}{0.9 \times 1} \\ &= 1.89 \text{ A (rated)} \end{aligned}$$

$$\therefore \frac{I_L \text{ (rated)}}{I_{sc}} = \frac{1.89}{0.78} = 2.425$$

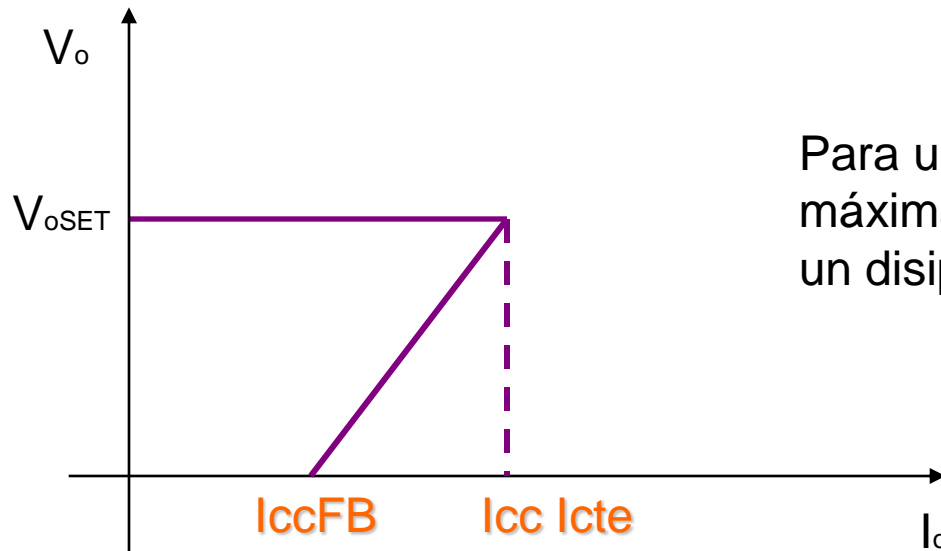
$$\therefore I_L \text{ (rated)} = 2.425 I_{sc}$$

Área segura (SOA)



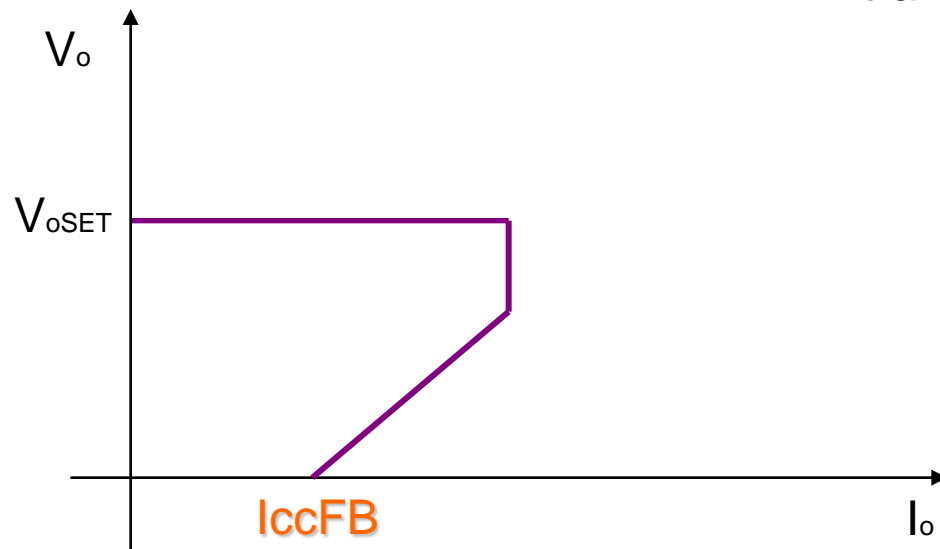
Menor potencia en CC para el Qpaso

Área segura (SOA)



Para una dada potencia máxima del Qpasó puedo poner un disipador + chico

Podría diseñarse con más detalle, p.e. para evitar que se bloquee debido a un transitorio



- Referencia de tensión
- Amplificador de error
- Transistor de paso
- Red de realimentación (opcional)
- Protección por sobrecorriente y sobretensión
- Escasos componentes externos

Regulador integrado uA723

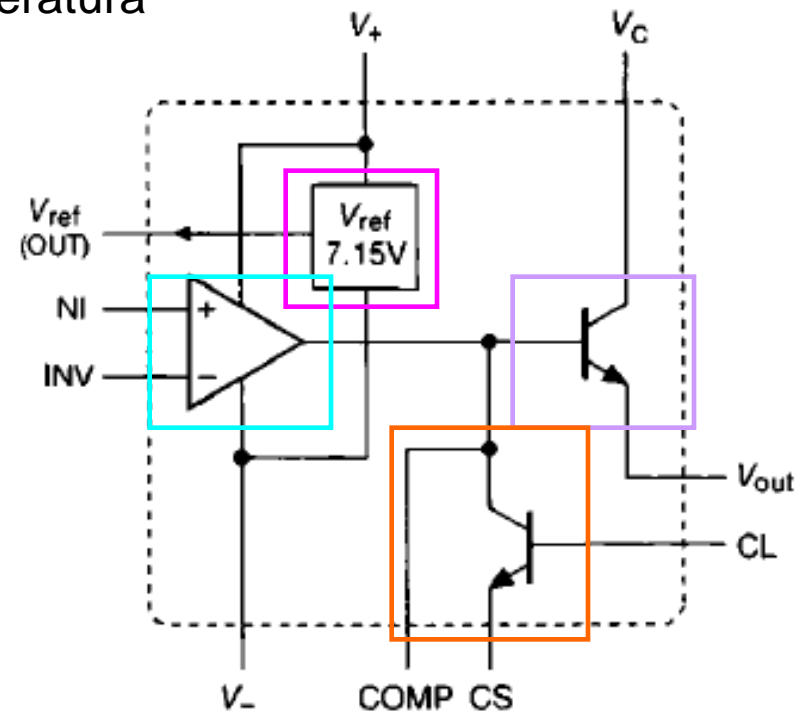
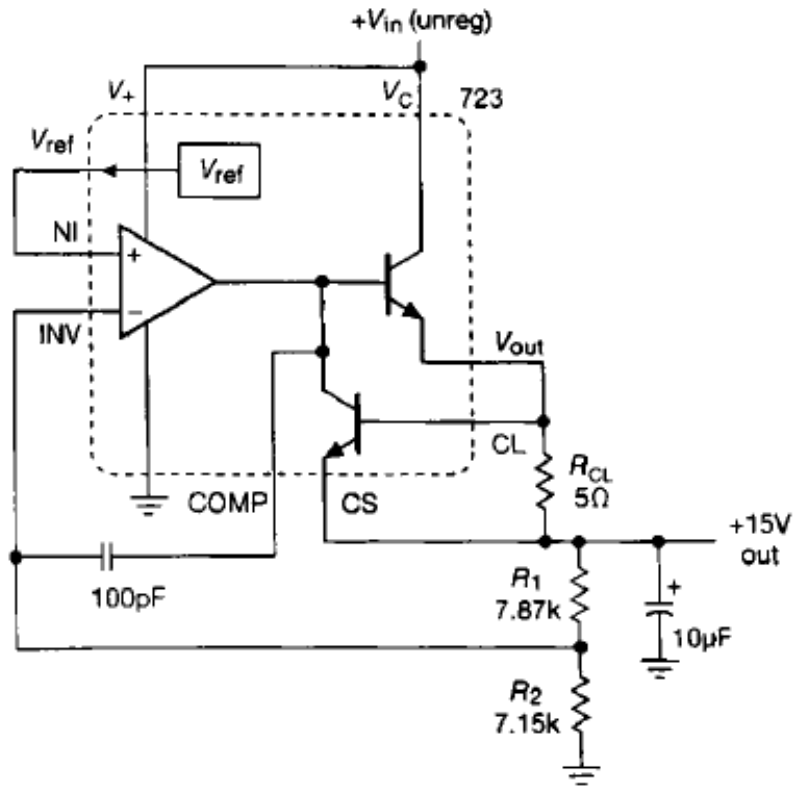
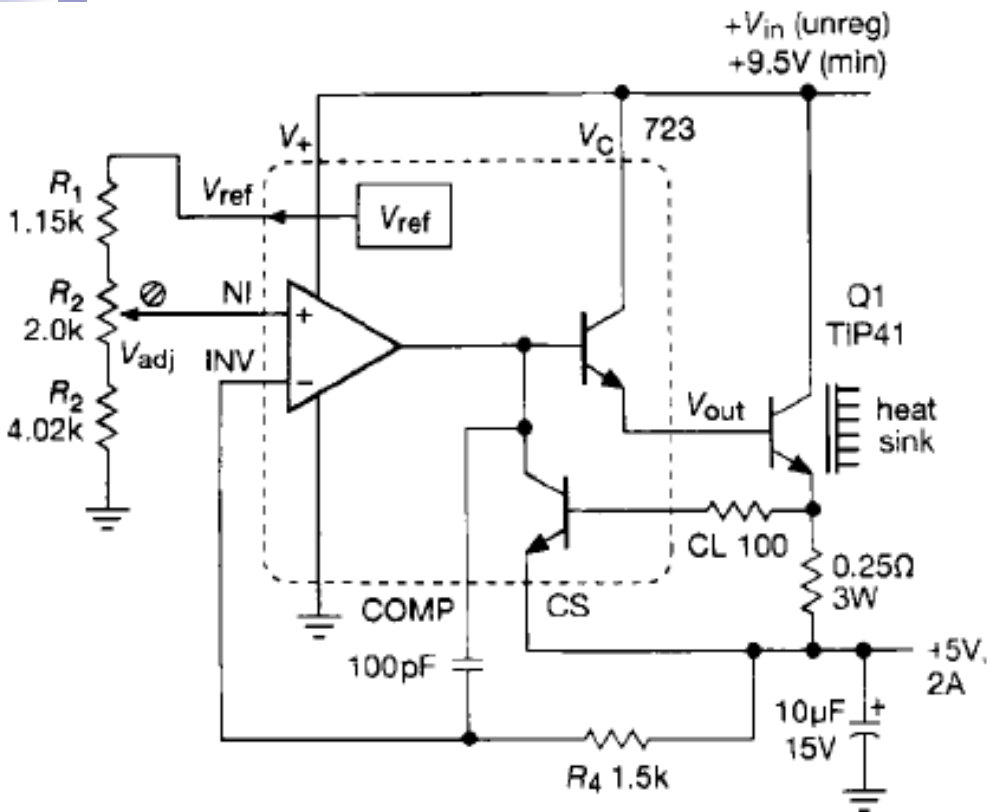


Figure 9.3. The classic μ A723 voltage regulator.



lomax=0.1A

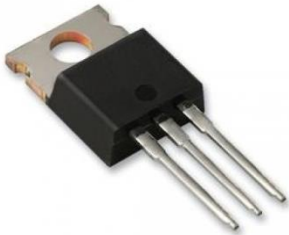
Ejemplo de aplicación uA723



$I_{omax}=2A$

el transistor de salida del 723
se usa como driver de un
transistor de paso externo

Tres patas (In, comun, out)



TO220

1A



TO92

0.1A



TO3

3A

Fijos +: serie 78xx: 05, 06, 08, 09, 10, 12, 15, 18, or 24 (los negativos son 79)

3-terminal adjustable

pos: LM317

neg: LM337

3-term "lower dropout" (adj & fixed)

pos: LM1117, LT1083-85

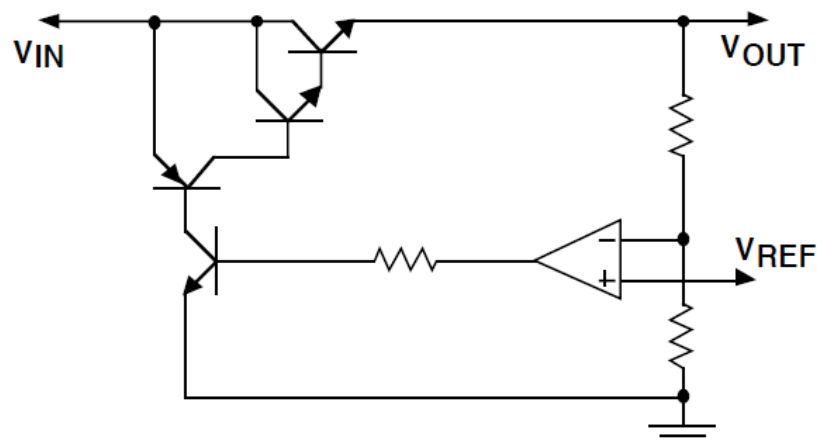
3-term fixed & 4-term adj "true LDO"

pos: LT1764A/LT1963 (BJT); TPS744xx (CMOS)

neg: LT1175, LM2991 (BJT); TPS7A3xxx (CMOS)

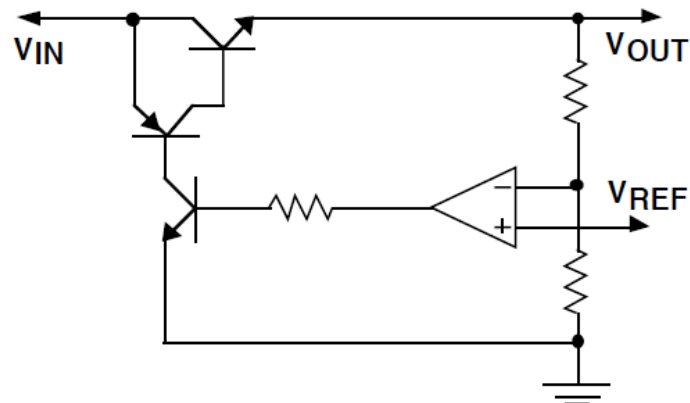
Reguladores de baja caída Low Drop y Quasi Low Drop

THE STANDARD (NPN) REGULATOR



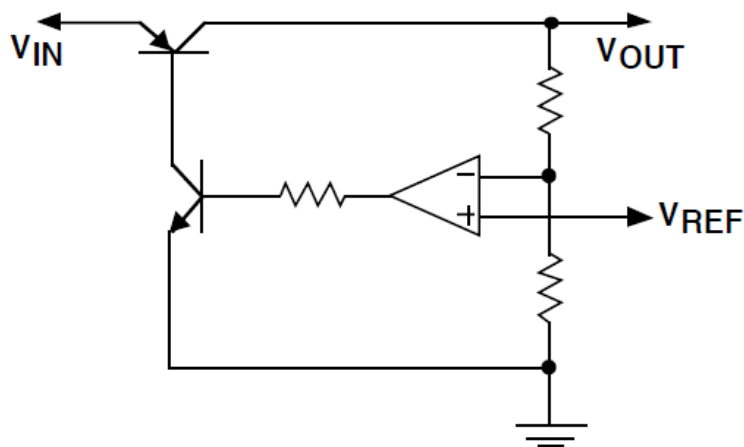
$$V_{D(MIN)} = 2 V_{BE} + V_{CE}$$

THE QUASI LOW-DROPOUT REGULATOR

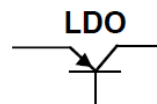


$$V_{D(MIN)} = V_{BE} + V_{CE} \quad (\text{QUASI-LDO Regulator})$$

THE LOW-DROPOUT (LDO) REGULATOR



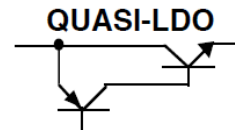
$$V_{D(MIN)} = V_{CE}$$



$$V_D = \text{PNP SAT} \\ \sim 0.1\text{V to } 0.7\text{V}$$

$$I_G \leq 20 - 40 \text{ mA}$$

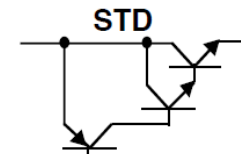
$$I_{L(MAX)} = 1\text{A}$$



$$V_D = V_{BE} + \text{PNP SAT} \\ \sim 0.9\text{V to } 1.5\text{V}$$

$$I_G \leq 10 \text{ mA}$$

$$I_{L(MAX)} = 7.5\text{A}$$



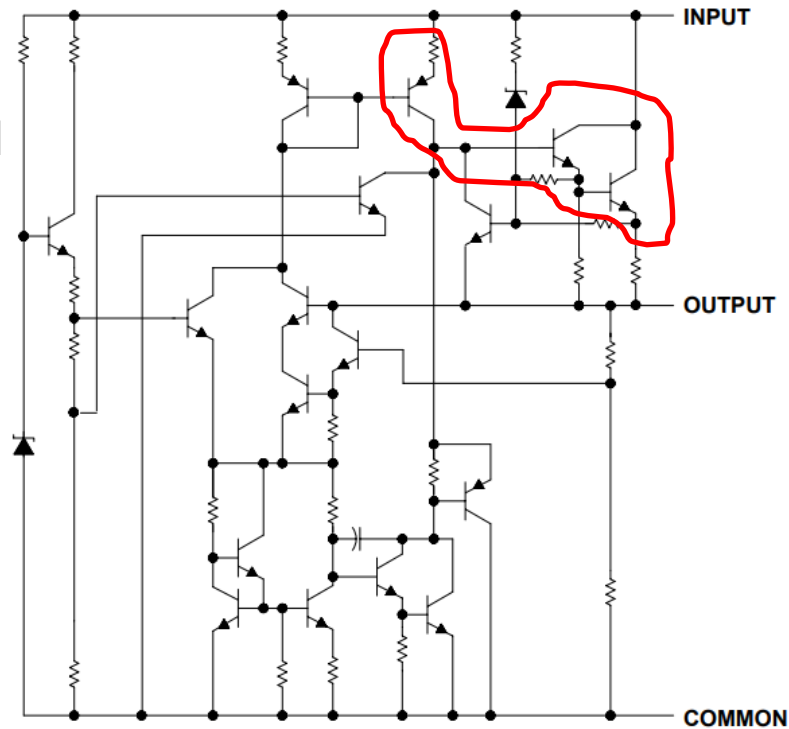
$$V_D = 2 V_{BE} + \text{PNP SAT} \\ \sim 1.7\text{V to } 2.5\text{V}$$

$$I_G \leq 10 \text{ mA}$$

$$I_{L(MAX)} = 10\text{A}$$

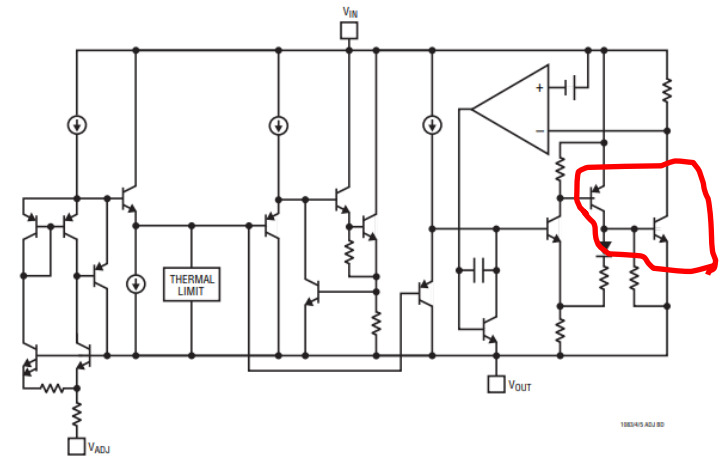
Reguladores de baja caída Low Drop y Quasi Low Drop

7805
standard

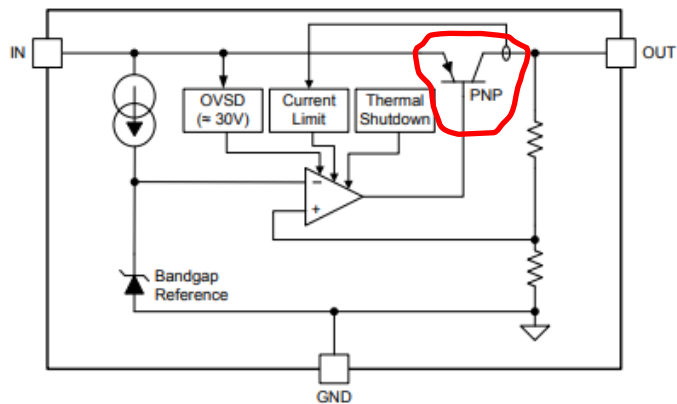


LT1083/LT1084/LT1085

BLOCK DIAGRAM



Quasi-LDO



LDO

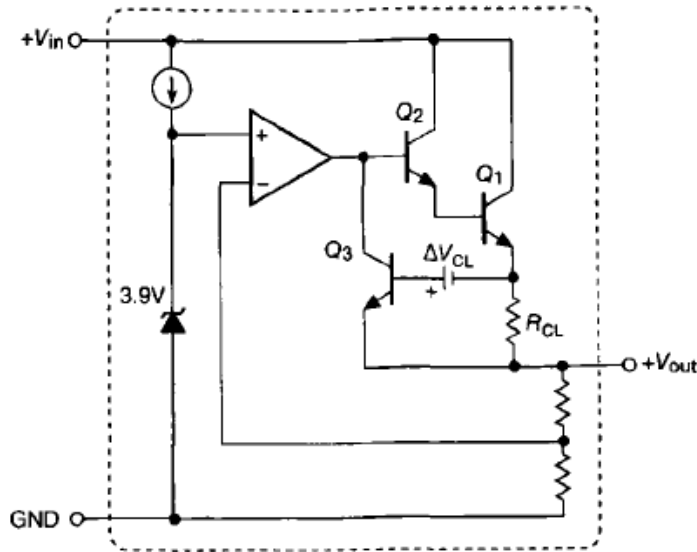
LM3940

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 10\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to 125°C (Note 1), unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC7805B, NCV7805B			MC7805C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	4.8	5.0	5.2	4.8	5.0	5.2	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) 7.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$ 8.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$	V_O	- 4.75	- 5.0	- 5.25	4.75 -	5.0 -	5.25 -	Vdc
Line Regulation (Note 4) 7.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$, 1.0 A 8.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 12\text{ Vdc}$	Reg_{line}	- -	5.0 1.3	100 50	- -	0.5 0.8	20 10	mV
Load Regulation (Note 4) 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	Reg_{load}	- -	1.3 0.15	100 50	- -	1.3 1.3	25 25	mV
Quiescent Current	I_B	-	3.2	8.0	-	3.2	6.5	mA
Quiescent Current Change 7.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	ΔI_B	- -	- -	- 0.5	- -	0.3 0.08	1.0 0.8	mA
Ripple Rejection 8.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 18\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	-	68	-	62	83	-	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	-	2.0	-	-	2.0	-	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) 10 Hz $\leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	-	10	-	-	10	-	$\mu\text{V}/V_O$
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	r_O	-	0.9	-	-	0.9	-	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{SC}	-	0.2	-	-	0.6	-	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	-	2.2	-	-	2.2	-	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	-	-0.3	-	-	-0.3	-	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

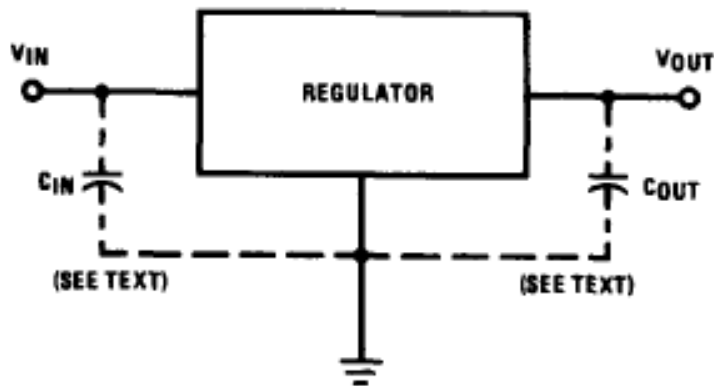
$I_{corto} = 0.6\text{ A} < 1\text{ A}$, pues tiene protección *foldback*

Diagrama funcional de un 78xx:



Esto también puede ocurrir si C_{out} se descarga mas rapido que C_{in}

Circuito de aplicación 78XX

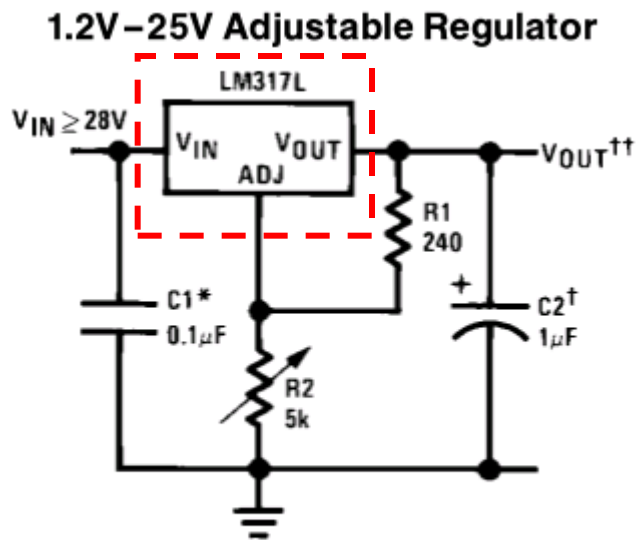


pocos elementos externos!!

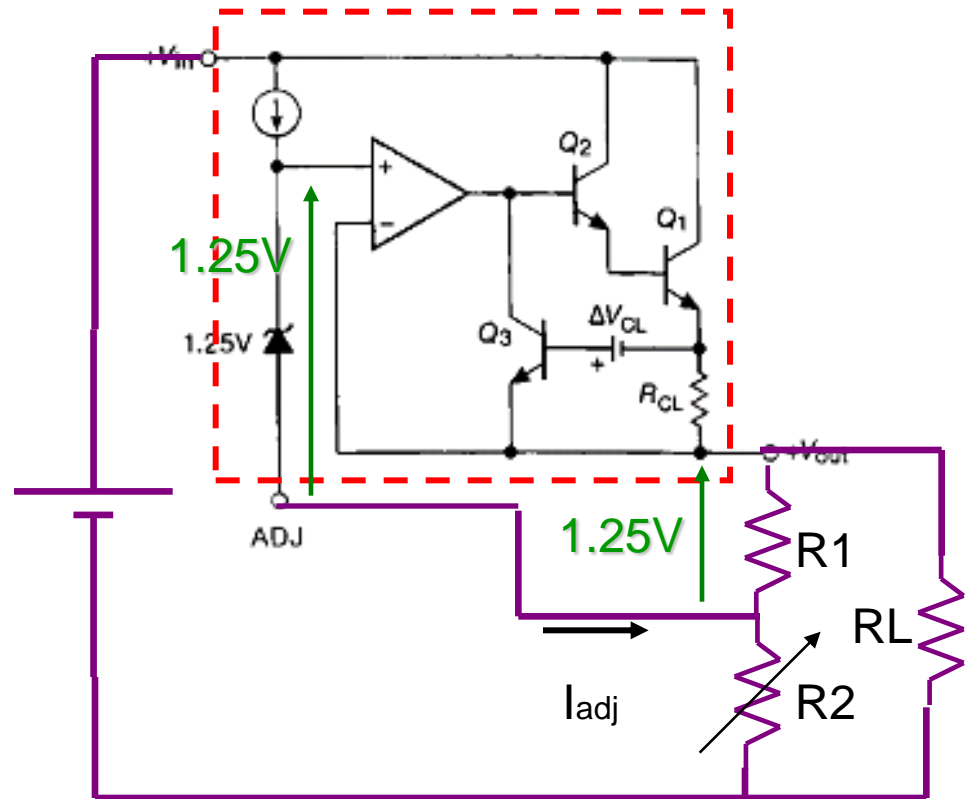
- Respetar capacitores de compensación. Si no, puede oscilar.
- Siempre asegurar $V_{in} - V_{out}$ minimo
- Si $V_{in} \gg V_{out}$, cuidado con la potencia porque se apaga por sobrettemperatura.
- V_{out} siempre menor a V_{in} (ojo si la carga devuelve energía)

Respetamos esto son casi indestructibles!!

LM317: regulador ajustable

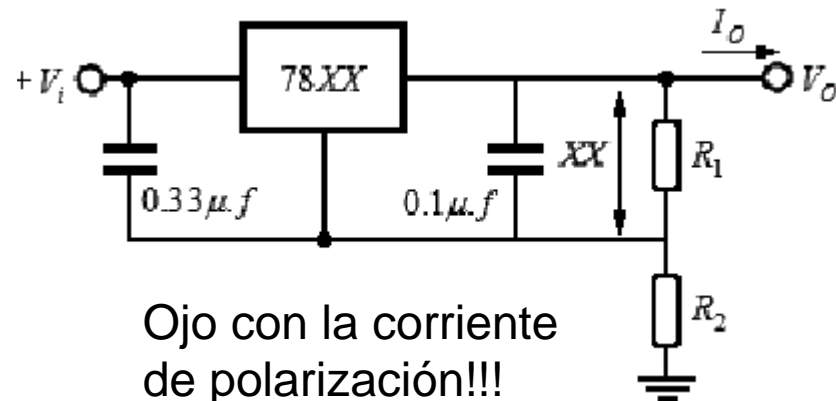


$$\dagger\dagger V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} (R_2)$$

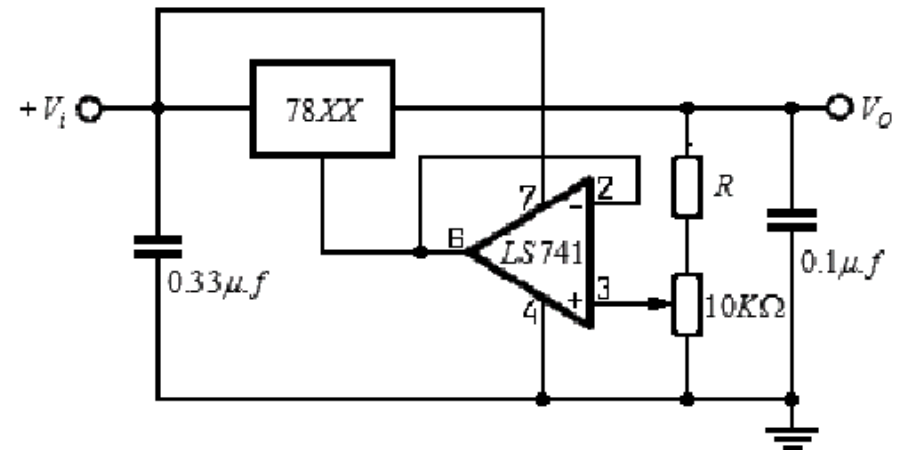


$$V_0 = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad \text{si } I_{adj} R_2 \ll V_0$$

Se puede aumentar la tensión de salida:



Ojo con la corriente de polarización!!!



Lo resuelvo con un buffer...

Se puede aumentar la corriente de salida:

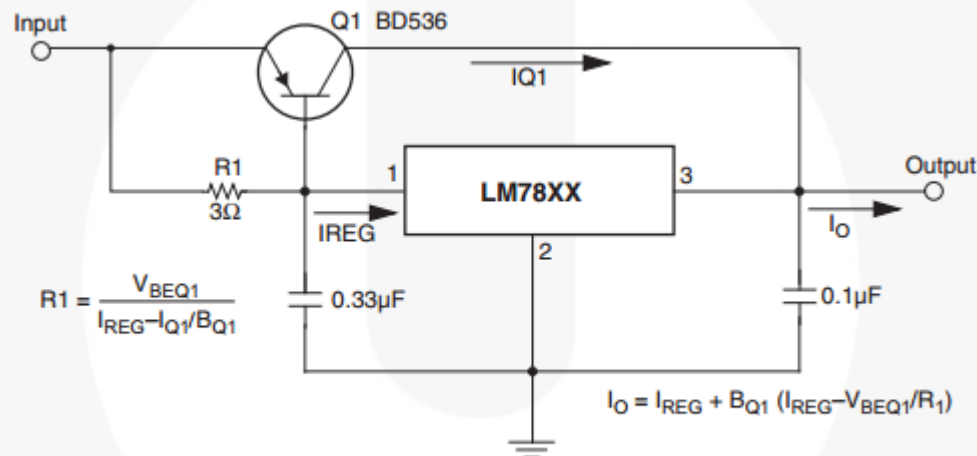
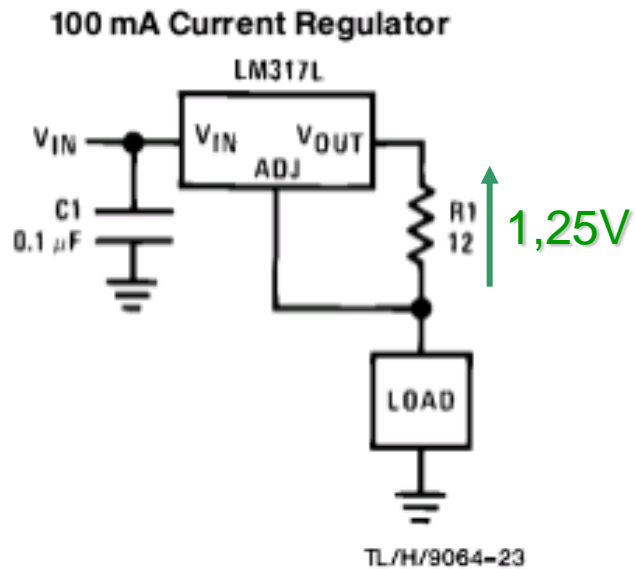


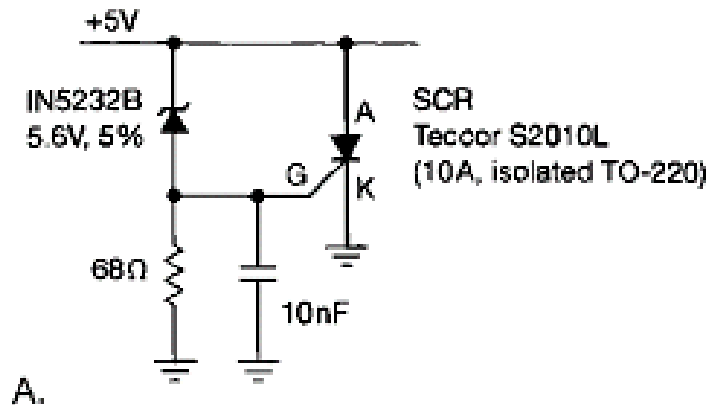
Figure 13. High-Current Voltage Regulator

Fuente de corriente:



2) Sobretensión

a) Crowbar

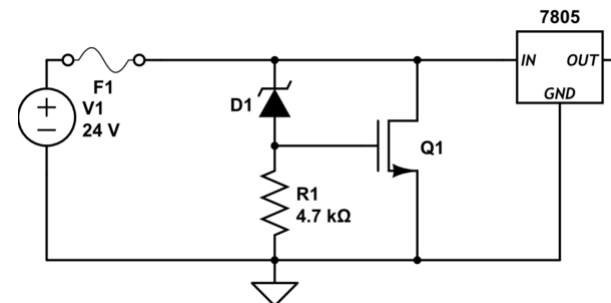
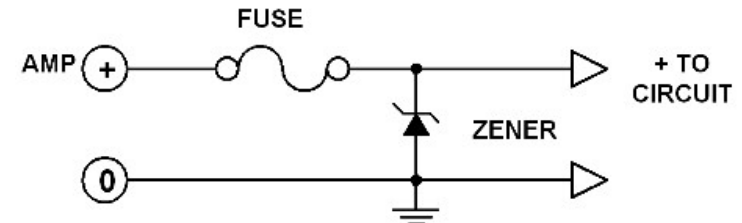


b) Clamps

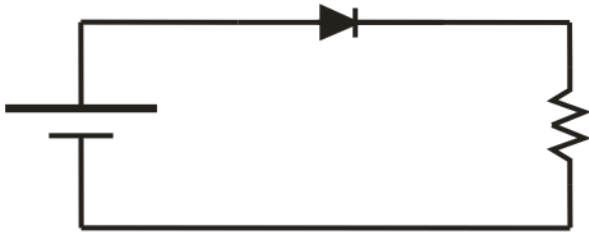
Diodos Zener estándar

Varistores (Metal-oxide-varistor, MOV)

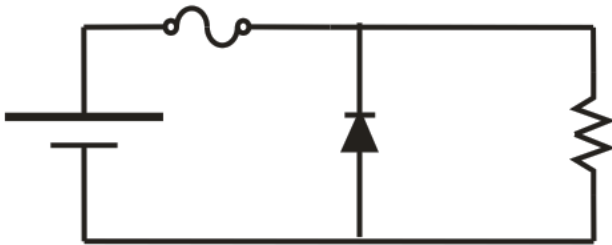
o Diodos supresores (TVS, Transient Voltage Suppressor)



3) Inversión de polaridad

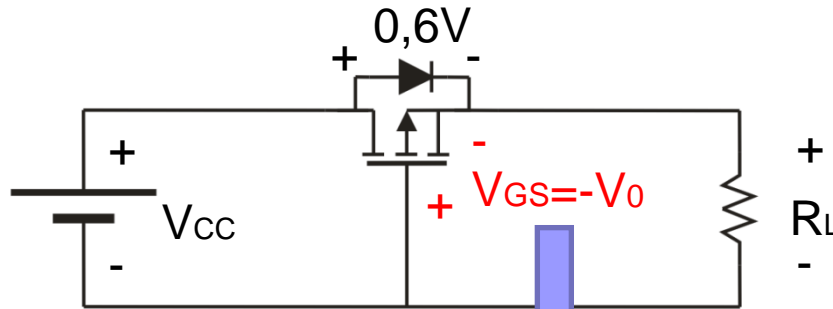


Hay pérdida de tensión
(Silicio=0,6V, Schottky=0,2V)



No hay pérdida de tensión
pero hay que cambiar el
fusible

Protección contra inversión de polaridad con MOSFET en serie (para equipos a batería de baja tensión):

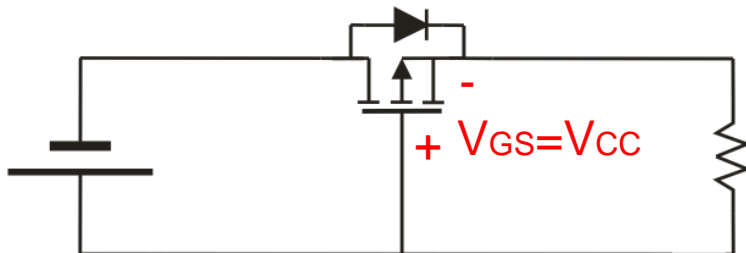


Debe ser un mosfet de enriquecimiento, canal P



Conduce si $V_{GS} < 0$, más precisamente menor a V_{umbral}

Si V_{CC} es mayor que V_{umbral} el mosfet se satura y r_{dson} es del orden de los $m\Omega$



Como el gate está al mayor potencial posible, el source tiene que ser más negativo, entonces V_{GS} debe ser > 0 y el mosfet se corta (el diodo también queda en inversa)

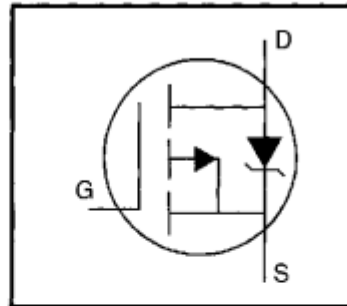
HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- P-Channel
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.

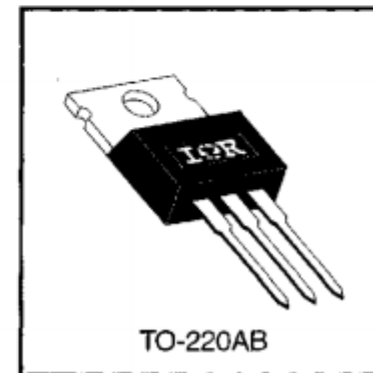


IRF9530

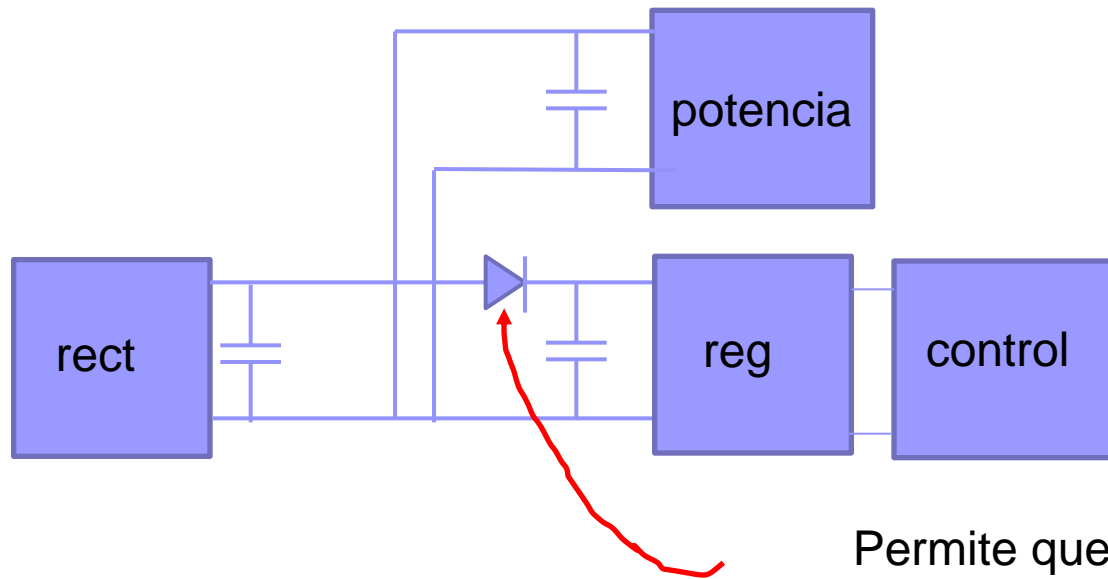
$$V_{DSS} = -100V$$

$$R_{DS(on)} = 0.30\Omega$$

$$I_D = -12A$$



Separación alimentación de potencia y control:



Permite que el control quede alimentado mas tiempo que la potencia para evitar que parte del circuito quede energizado pero sin control

Impreso: ruido inducido por retorno sucio:

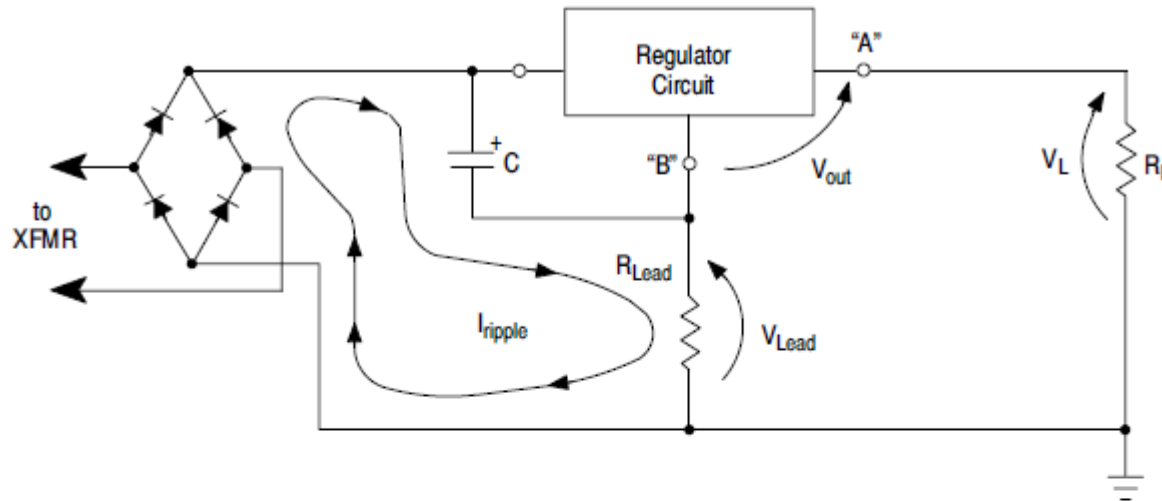
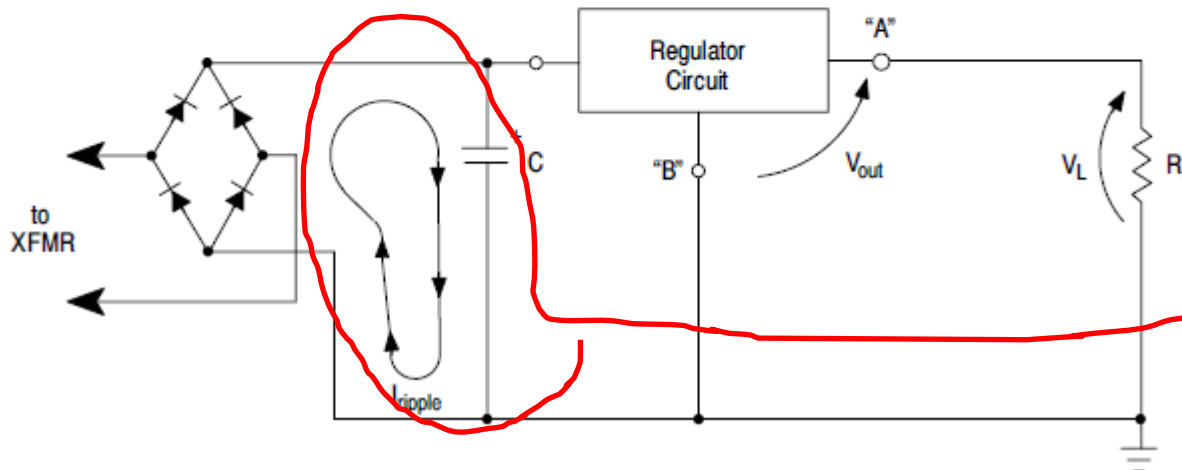
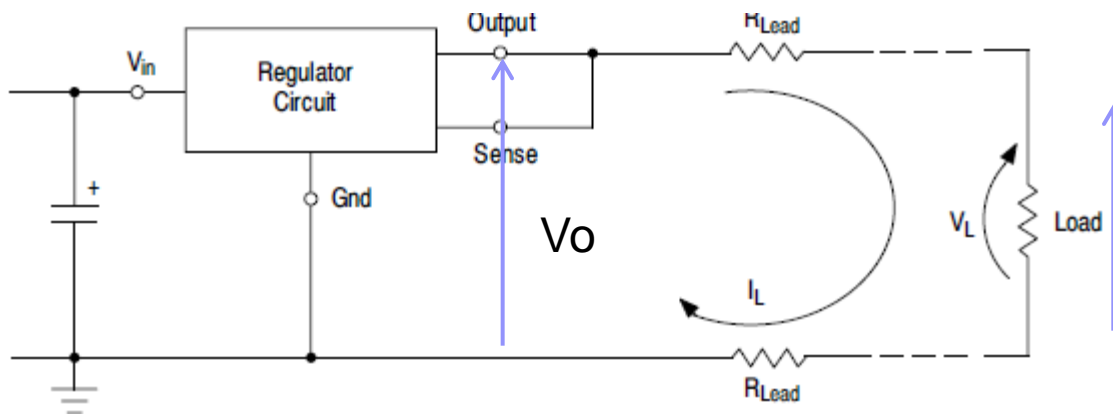


Figure 5-2. Filter Capacitor Ground Loop — RIGHT!



El capacitor electrolítico debe estar lo mas cerca posible del rectificador

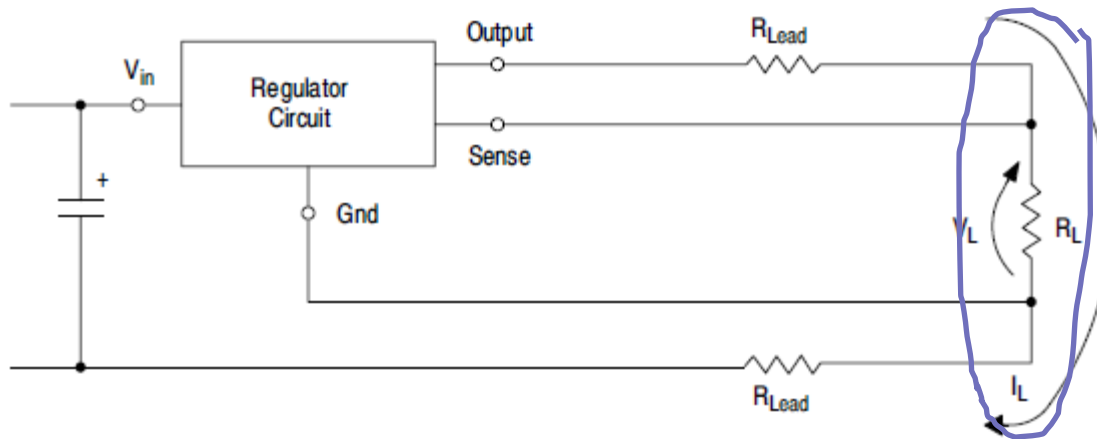
Impreso: mala regulación por medir a través de los conductores de alimentación: usar cables de uso específico (Ejemplo: alternador de auto)



V_{load} es distinta de V_o debido a la caída en ambos cables de conexión

V_{load}

Figure 5-4. Remote Voltage Sensing



Medida en 4 terminales