

Introducción a las Fuentes de Alimentación de Baja Potencia (Parte III) Circuitos reguladores lineales Integrados

Objetivo específico de la Parte III

1- Describir las características de reguladores lineales integrados, identificar sus protecciones y analizar su hoja de datos.

2-Analizar las configuraciones básicas para la aplicación de las familias LM 117, LM78XX, LM79XX y LFXX adquiriendo criterios básicos de diseño.

Ítem	Pag.
6-6 Reguladores lineales serie integrados.	
6-6-1 Composición interna de un regulador integrado.	
6-6-2 Análisis del diagrama en bloques.	
6-7 Circuito de protección internos.	
6-7-1 Regulación de red (Rred).	
6-7-2 Regulación de carga (Rcar).	
6-7-3 Resistencia de salida. (Rsal).	
6-7-4 Coeficiente de temperatura. (C.T).	
6-7-5 Tensión de ripple. (Vr).	
6-8 Regulador lineal paralelo de tensión.	
6-8-1 Circuito regulador paralelo de tensión con Zener.	
6-8-2 Características técnicas de los diodos Zener.	
6-8-3 Ejemplo de diseño de un regulador con Zener.	
6-8-4 Los factores de calidad del regulador Zener.	
6-8-4a Efecto del ripple del rectificador.	
6-8-4b Regulación de carga.	
6-8-4c Resistencia de salida.	
6-8-5 Regulador lineal paralelo con realimentación.	
6-8-6 Ejemplo del análisis de un circuito regulador paralelo con A.O .	
6-8-6 a Resolución del análisis.	
6-8-6b Análisis por simulación.	
6-9 Regulador lineal serie de tensión.	
6-9-1 Regulador lineal serie de tensión discreto.	
6-9-1a Análisis del funcionamiento del regulador serie discreto.	
6-9-2 Regulador lineal serie de tensión con amplificador operacional.	
6-9-2a Ejemplo de diseño de un circuito regulador serie con A.O.	
6-9-2b Simulación del circuito regulador serie de tensión.	

6-9 Regulador lineal serie de tensión integrado.

Con el avance de la tecnología integrada fue posible disponer en un mismo encapsulado todos los elementos del regulador serie de la figura N° 6-34 y 38. Si se observan dichas figuras se puede concluir que a este integrado solo le bastarían tres terminales exteriores para su conexionado externo, razón por la cual se los denominan reguladores de tres terminales indicados como (a), (b) y (c) en las figuras mencionadas.

Las principales ventajas resultan evidentes dado que para el diseñador se hizo mucho más sencillo el montaje de fuentes lineales y además el grado de aproximación a los factores de calidad (apartado 6-6-3) es en general superior al logrado con componentes discretos.

6-9-1 Composición interna de un regulador integrado.

6-9-1a Análisis del diagrama en bloques

El diagrama en bloques de la figura N° 6-55, muestra una configuración interna muy similar a la del regulador discreto del apartado 6-8. La diferencia que se observa es que en general a estos reguladores se han incorporado en forma mas completa bloques funcionales que obran como protecciones.

Si se examina detenidamente el esquema interno de la figura N°6-56 se podrán identificar a simple vista alguno de los componentes que integran estos bloques.

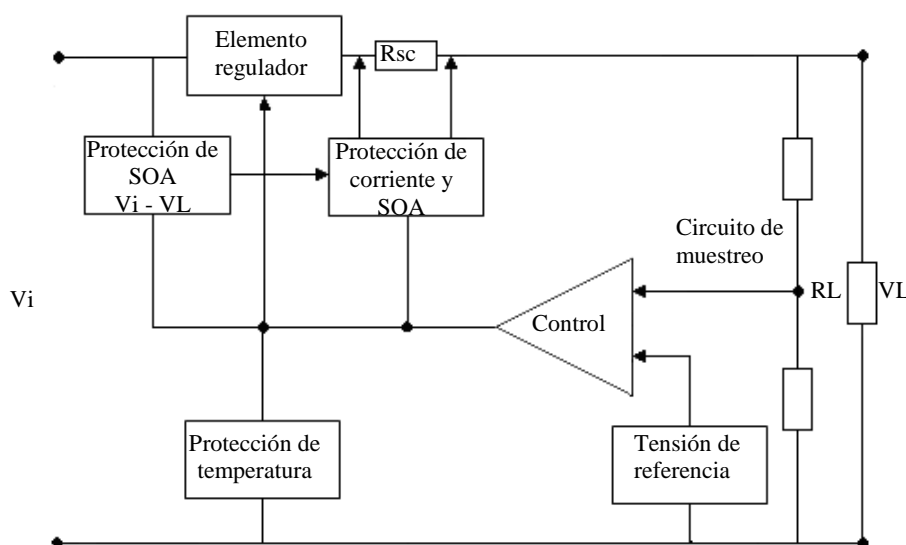


Figura. N° 6-55
Diagrama en bloques de un regulador lineal integrado.

En la figura N° 6-56 se presenta el esquema interno de un regulador lineal clásico como son los de la familia LM78XX. Si se observa detenidamente se pueden reconocer los distintos bloques circuitales como el transistor serie de salida conformado por el Darlington Q1 y Q2, el circuito de muestreo R1 y R2, la referencia interna con el diodo D1 y el Q3 y finalmente el bloque comparador con una configuración diferencial. Cada uno de los bloques mencionados se indican en la figura N° 6-56 encerrados por líneas de trazo.

Si se comparan la figura N° 6-55 con la figura N° 6-56 se podrán asociar cada uno de los bloques a los elementos correspondientes del esquema interno del regulador.

Solo falta identificar los elementos correspondientes a las protecciones internas que se discutirá en la siguiente sección.

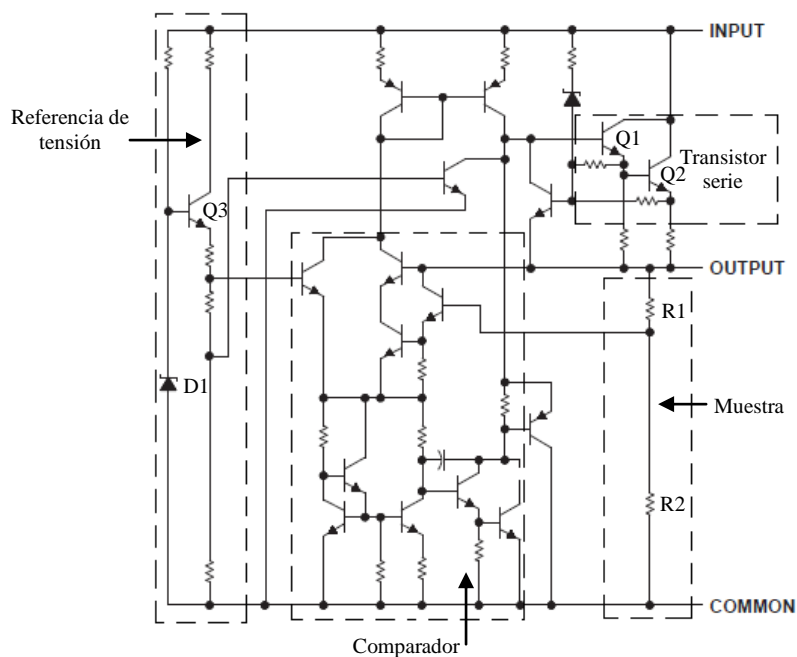


Figura. N° 6-56
Circuito interno de un regulador lineal integrado.

6-9-2 Circuitos de protección

La figura N°6-57 muestra un circuito equivalente en el cual se pueden ver las protecciones que dispone este circuito integrado. Las mismas se disponen alrededor del elemento de control accionando sobre la base del Darlington Q1-2 y cortando la conducción del transistor en caso de algún riesgo para la integridad del regulador. Se pueden identificar las protecciones definidas en el diagrama en bloque de la figura N°6-55. Ellas son: el circuito limitador de corriente, circuito de área de operación segura SOA y el circuito de corte por temperatura.

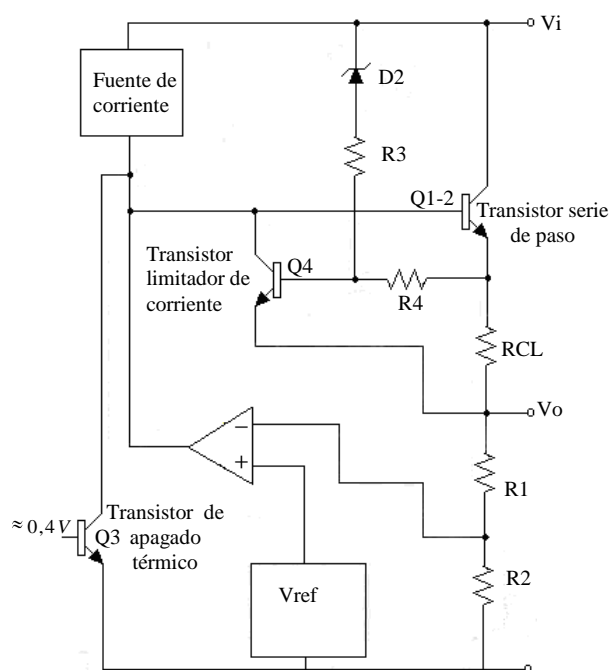


Figura. N° 6-57
Esquema interno destacando las protecciones del

6-9-2a Circuito limitador de corriente.

Cuando en el circuito de la figura N°6-57 la diferencia entre la tensión de entrada y salida ($V_i - V_o$) es menor que la tensión nominal del zener D1 el mismo permanece apagado y no circula corriente por R3. Por lo tanto por la base de Q4 circulará corriente solo a través de R4. Por lo cual, la tensión base emisor de Q4 será esencialmente igual al voltaje desarrollado a través de la resistencia limitadora de corriente R_{CL} . Cuando la corriente de salida del regulador aumenta por sobre el límite aceptable, se incrementa la tensión a través de R_{CL} y por lo tanto la tensión de la base emisor de Q4, llevándolo al punto de saturarlo. Como se ve este método es similar a los vistos en el apartado anterior y prevé el control sobre la base del transistor de paso serie lo que produce la limitación de la corriente de salida.

6-9-2b Circuito de área de operación segura

Si bien la protección anterior garantiza no superar la I_{cmax} que es uno de los límites establecidos por el SOA del transistor, existe la posibilidad que la tensión de entrada sea demasiado elevada y que el dispositivo alcance la V_{cemax} del SOA. En tal caso, cuando la diferencia entre la tensión de entrada y salida ($V_i - V_o$) es mayor que la tensión nominal del zener D2, circulará un corriente proporcional a la diferencia $V_i - V_o$ a través de D1, R3 y R4 hacia la salida. Esto provoca que la tensión base emisor de Q4 sea más grande que la tensión en R_{CL} . De esta forma Q4 se satura y baja la corriente de salida a través de R_{CL} , reduciendo el límite de corriente del regulador.

Esto puede verse en la gráfica de la figura N°6-58 donde se presenta la curva de corriente de salida pico. En dicha curva puede apreciarse la reducción de la corriente límite debido al incremento de la temperatura de juntura. Este fenómeno se produce como resultado de la reducción de la tensión base emisor de Q4 necesaria para lograr encender el transistor cuando aumenta la temperatura de la juntura. Es importante notar en la selección del regulador, que el circuito de protección del área de seguridad SOA causa que el rendimiento máximo caiga significativamente cuando es grande la diferencia entre la tensión de salida y la de entrada ($V_i - V_o$).

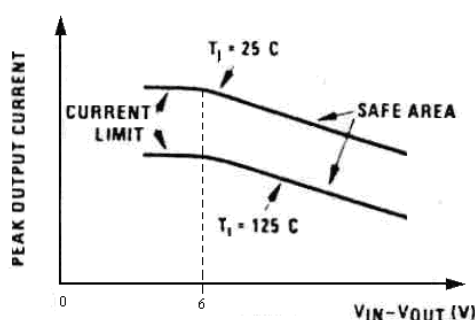


Figura. N° 6-58

Curva de corriente max. versus de la tensión $V_i - V_o$.

6-9-2c Circuito de corte por temperatura.

A pesar del control de los límites de máxima corriente I_{cmax} y tensión colector emisor V_{cemax} , puede suceder que la temperatura del transistor serie Q1-2 se eleve a valores no deseados debido a un exceso de potencia a disipar. Con el fin de prevenir este problema se utiliza el transistor de corte térmico Q3 de la figura N°6-56 y 6-57, el cual se ubica físicamente al lado de Q1-2, donde se encuentra la mayor fuente de calor. La base de Q3 tiene una tensión aproximada de 0,4V, para una tensión por debajo de la saturación a temperatura ambiente. Cuando la temperatura aumenta, el voltaje necesario para saturar a Q3 disminuirá por debajo de 0,4 V entrando en conducción el transistor hasta la saturación.

Cuando Q3 se satura elimina la polarización de la base de Q1-2 y desconecta la salida, es decir abre el circuito y conecta la salida a un potencial nulo. En general los reguladores integrados presentan un rango de temperaturas para el corte térmico entre 150 °C y 190 °C.

Los reguladores también tienen el ciclo de histéresis construido en sus circuitos de corte térmico, para que la temperatura de corte sea de varios grados mayor respecto a la temperatura a la que el regulador deja de actuar, esto último reduce la posibilidad de oscilaciones térmicas.

6-9-3 Análisis de la hoja de datos de la familia LM 78XX.

Los datos que tienen mas importancia a la hora de seleccionar un regulador lineal han sido definidos en la parte N°2 como son regulación de línea, regulación de carga, rechazo del ripple, coeficiente térmico etc.

A continuación se presenta en la figura N°6-58 la hoja de datos del LM 7805 y se discuten algunas de sus características

Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾

over virtual junction temperature range (unless otherwise noted)

		MIN	MAX	UNIT
V _I	Input voltage	μA7824C	40	V
		All others	35	
T _J	Operating virtual junction temperature		150	°C
	Lead temperature	1,6 mm (1/16 in) from case for 10 s	260	°C
T _{stg}	Storage temperature range		-65 150	°C

(1) Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

Package Thermal Data⁽¹⁾

PACKAGE	BOARD	θ_{JA}	θ_{JC}	θ_{JP} (2)
PowerFLEX (KTE) – OBSOLETE	High K, JESD 51-5	23°C/W	3°C/W	2.7°C/W
TO-220 (KCS), (KCT) (KC – OBSOLETE)	High K, JESD 51-5	19°C/W	17°C/W	3°C/W
TO-263 (KTT)	High K, JESD 51-5	25.3°C/W	18°C/W	1.94°C/W

Recommended Operating Conditions

		MIN	MAX	UNIT
V_I	Input voltage	$\mu A7805$	7	25
		$\mu A7808$	10.5	25
		$\mu A7810$	12.5	28
		$\mu A7812$	14.5	30
		$\mu A7815$	17.5	30
		$\mu A7824$	27	38
I_O	Output current		1.5	A
T_J	Operating virtual junction temperature	0	125	°C

$\mu A7805$ Electrical Characteristics

at specified virtual junction temperature, $V_I = 10$ V, $I_O = 500$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J (1)	$\mu A7805C$			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5$ mA to 1 A, $V_I = 7$ V to 20 V, $P_D \leq 15$ W	25°C	4.8	5	5.2	V
		0°C to 125°C	4.75		5.25	
Input voltage regulation	$V_I = 7$ V to 25 V	25°C		3	100	mV
	$V_I = 8$ V to 12 V			1	50	
Ripple rejection ⁽²⁾	$V_I = 8$ V to 12 V, $f = 120$ Hz	0°C to 125°C		62	78	dB
	$V_I = 8$ V to 12 V, $f = 120$ Hz (KCT)				68	
Output voltage regulation	$I_O = 5$ mA to 1.5 A	25°C		15	100	mV
	$I_O = 250$ mA to 750 mA			5	50	
Output resistance	$f = 1$ kHz	0°C to 125°C		0.017		Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5$ mA	0°C to 125°C		-1.1		mV/°C
Output noise voltage	$f = 10$ Hz to 100 kHz	25°C		40		μV
Dropout voltage	$I_O = 1$ A	25°C		2		V
Bias current		25°C		4.2	8	mA
Bias current change	$V_I = 7$ V to 25 V	0°C to 125°C			1.3	mA
	$I_O = 5$ mA to 1 A				0.5	
Short-circuit output current		25°C		750		mA
Peak output current		25°C		2.2		A

(1) Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33- μF capacitor across the input and a 0.1- μF capacitor across the output.

(2) This parameter is validated by design and verified during product characterization. It is not tested in production.

Valores máximos admisibles (Absolute Maximum Ratings)

Estos valores, tal como se especifican en otros dispositivos, son los máximos que puede soportar el dispositivo sin que sufra daño permanente. Si se somete al dispositivo a estos valores de *tensión de entrada* (input voltage) V_i y de *temperatura de operación de la juntura virtual* (Operating virtual junction temperature) durante un largo periodo de funcionamiento se puede afectar la fiabilidad del dispositivo.

Condiciones de Operación Recomendada (Recommended Operating Conditions).

Son los valores de tensión de entrada (V_i), corriente de salida (I_o) y temperatura de operación de la juntura virtual (T_j) dentro de los cuales el regulador funcionará con seguridad.

Dentro de las Características Eléctricas (Electrical Characteristics) se pueden destacar algunos parámetros como los que a continuación se definen. (Estos parámetros se especifican para una temperatura de juntura virtual determinada, una tensión de entrada $V_i = 10V$ y una corriente de salida $I_o = 500mA$) salvo que se indique otro valor.

Regulación respecto a tensión de entrada (Input Voltage Regulation).

Es el parámetro equivalente a la regulación de red visto en el apartado 6-6-3ª pero en este caso expresado como lo que varía la tensión de salida V_o dentro de un cierto margen de variación de la tensión de entrada ΔV_i . Nótese que cuando la variación de V_i se reduce a un rango menor ($8V \leq V_i \leq 12V$), en la zona central, la regulación mejora pasando su valor típico de 3 mV a 1 mV.

Rechazo de Ripple (Ripple Rejection).

Se especifica en dB la capacidad del dispositivo para eliminar el ripple de la fuente primaria considerando la frecuencia de red como de 60Hz.

Regulación respecto a corriente de carga (Output Voltage Regulation).

Es el parámetro equivalente a la regulación de carga visto en el apartado 6-6-3a pero en este caso expresado como lo que varía la tensión de salida ΔV_o dentro de un cierto margen de variación de la corriente de carga ΔI_o . Nótese que cuando la variación de I_o se reduce a un rango menor ($250mA \leq I_o \leq 750mA$), en la zona central, la regulación mejora pasando su valor típico de 15 mV a 5 mV.

Resistencia de salida (Output Resistance).

Resistencia de salida medida a la frecuencia de 1KHz

Coefficiente térmico de la tensión de salida (Temperature coefficient Output Voltage).

Parámetro que muestra la variación de la tensión de salida con la variación de la temperatura. Por esto se deduce que es un parámetro equivalente al de coeficiente térmico visto en el apartado 6-6-3a expresado en mV/°C.

Diferencia de potencial entrada salida ($V_i - V_o$) (Dropout Voltage).

Se define como la tensión aplicada entre los terminales de entrada y la salida del dispositivo para lograr su funcionamiento lineal.

6-9-4 Análisis de la hoja de datos de las familias LF XX.

La serie de LFX son reguladores de muy bajo dropout del orden de (0,4V) y se encuentra disponible en un amplio rango de tensiones de salida (de 1,25 a 12V) y encapsulados de tres o de cinco terminales. En el caso de tres se lo utiliza como un regulador tipo 78XX o 79XX. En el caso de los encapsulados de cinco terminales como el (PPAK y el PENTAWATT) una de las terminales (la N° 2 TTL compatible) se usa para encender o apagar el regulador disminuyendo el consumo de corriente de reposo de 500µA en estado ON a 50 µA en estado OFF. Esto quiere decir que cuando el integrado sea usado como un regulador local será posible poner parte de la placa en standby disminuyendo el consumo total de potencia.

De acuerdo a lo antes dicho (muy bajo dropout y su muy bajo consumo de corriente de polarización) lo hace particularmente recomendados para ser usados en aplicaciones de baja potencia y especialmente en sistemas alimentados por baterías.

Los parámetros que definen las características eléctricas del dispositivo son los mismos que el regulador LM 78XX.

En la figura 6-60 se puede observar la tabla de características eléctricas de regulador LF 12AB cuya tensión de salida $V_O = 1,25V$.

En cuanto a la posibilidad de inestabilidad solo requiere un capacitor de $2,2\mu F$ a la salida para subsanar el problema.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR LF12AB (refer to the test circuits, $T_j = 25^\circ C$, $C_I = 0.1 \mu F$, $C_O = 2.2 \mu F$ unless otherwise specified.)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _O	Output Voltage	I _O = 50 mA, V _I = 3.3 V	1.238	1.25	1.263	V
		I _O = 50 mA, V _I = 3.3 V, T _a = -25 to 85°C	1.225		1.275	
V _I	Operating Input Voltage	I _O = 500 mA	2.5		16	V
I _O	Output Current Limit			1		A
ΔV _O	Line Regulation	V _I = 2.5 to 16 V, I _O = 5 mA		2	10	mV
ΔV _O	Load Regulation	V _I = 2.8 V I _O = 5 to 500 mA		2	10	mV
I _d	Quiescent Current	V _I = 2.5 to 16V, I _O = 0mA	ON MODE	0.5	1	mA
		V _I = 2.6 to 16V, I _O = 500mA			12	
		V _I = 6 V	OFF MODE	50	100	μA
SVR	Supply Voltage Rejection	I _O = 5 mA V _I = 3.5 ± 1 V	f = 120 Hz	82		dB
			f = 1 KHz	77		
			f = 10 KHz	65		
eN	Output Noise Voltage	B = 10 Hz to 100 KHz		50		μV
V _d	Dropout Voltage	I _O = 200 mA		1.25		V
V _{IL}	Control Input Logic Low	T _a = -40 to 125°C			0.8	V
V _{IH}	Control Input Logic High	T _a = -40 to 125°C	2			V
I _I	Control Input Current	V _I = 6 V, V _C = 6 V		10		μA
C _O	Output Bypass Capacitance	ESR = 0.1 to 10 Ω I _O = 0 to 500 mA	2	10		μF

Figura. N° 6-60

Hoja de datos del regulador integrado LF12AB.

En la figura N° 6-61 se puede observar el diagrama en bloques del LF XX donde se incorporan nuevos bloques (comparándolo con el 78XX). Debido a que este tipo de regulador fue diseñado para ser usado en sistemas donde el consumo energético es crítico se planteó la necesidad de poderlo pasar al estado de espera cuando la alimentación no es necesaria. Esta función se realiza exteriormente mediante un cuarto terminal llamado INHIBIT el cual ingresa al circuito integrado a través del bloque llamado Star Inhibit. Como se ve en el diagrama si se activa este bit el mismo actúa sobre el bloque de driver bloqueando la circulación de corriente hacia la salida.

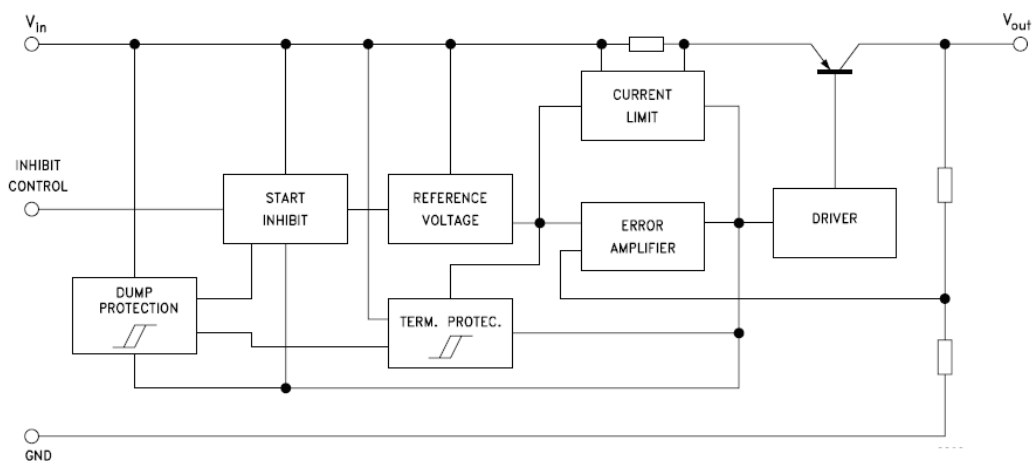


Figura. N° 6-61

Diagrama en bloques del regulador LFXX.

Los parámetros para el uso de este bit de inhibición del integrado se pueden ver en la hoja de datos de la figura N° 6-60 y se define:

Corriente de reposo I_d (Quiescent Current).

Es la corriente de reposo que consume en función del estado en que se encuentre el regulador. Se debe hacer notar la importante diferencia de consumo en función de estado. Para el caso de la figura N°6-60 de $0,5\text{mA} > I_d > 12\text{mA}$ en ON MODE del regulador que son valores muy superior a $50\mu\text{A} > I_d > 100\mu\text{A}$ en OFF MODE.

Tensión de control para nivel bajo (Control input logic low).

Se define como la tensión aplicada al terminal inhibit para que el regulador permanezca activo (MODO ON del regulador). El valor de tensión necesario para esta condición debe ser como máximo $0,8\text{V}$ (compatible TTL).

Tensión de control para nivel alto (Control input logic high).

Se define como la tensión aplicada al terminal inhibit para que el regulador permanezca inactivo (MODO OFF del regulador). El valor de tensión necesario para esta condición debe ser como mínimo 2V (compatible TTL).

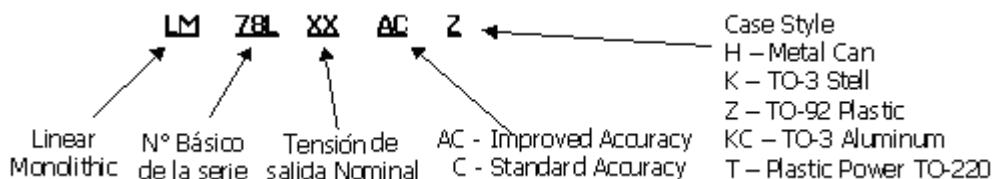
En el diagrama de la figura N° 6-61 se puede reconocer otro bloque el Dump Protection cuya función es la de evitar sobre tensiones a la entrada del dispositivo lo que puede ocasionar daños en la carga y/o un mal funcionamiento del regulador. Como se sabe los reguladores lineales pueden ser muy ineficientes si la diferencia de potencial es grande entre la entrada y la salida dado que para altas corrientes deben disipar el exceso de potencia.

6-9-5 Circuitos de aplicación básica de los reguladores LMXX y LFXX.

El uso de estos reguladores integrados, permite una muy buena estabilidad con poco nivel de ruido. Con la ventaja adicional de obtener una fuente de alimentación completa en un solo encapsulado, reduciendo el problema del diseño a unos pocos componentes.

Dado que en la mayoría de las aplicaciones se requiere una tensión fija y estable de un determinado valor, la línea de reguladores ideales para este tipo de necesidades es la conocida como LM78XX, para tensión de salida positiva o su análogo LM79XX para tensión de salida negativa o la mas moderna familia LFXX.

La forma de leer el código del dispositivo tipo LMXX es la siguiente:



El encapsulado corriente de los reguladores del tipo LM78XX es el TO-220 y para los reguladores de la serie LM78LXX es el TO-92. Estos últimos entregan a su salida una corriente máxima de 100mA , mientras que los primeros alcanzan una corriente del orden de 1A .

El circuito de aplicación básica de estos reguladores puede verse en la **figura...** y para el caso de la familia LFXX se recomienda ver la hoja de datos dado que la información es muy variada

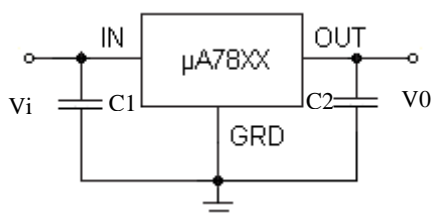


Figura. N° 6-62
Circuito de aplicación básica del regulador LM78XX.

En el circuito básico de la figura N° 6-62 se agregan los capacitores C1 y C2 en paralelo con la entrada y salida respectivamente. El capacitor C1, que se halla a la entrada del regulador, cumple la función de filtrar la tensión V_i de posibles transitorios y picos indeseables y se utiliza necesariamente cuando el regulador se encuentra alejado del filtro de la fuente primaria, mientras que el segundo capacitor C2, que se encuentra a la salida, disminuye la tensión de rizado en la salida, evitando a su vez pequeñas oscilaciones, mejorando la respuesta transitoria.

En cuanto a la tensión de entrada, es importante hacer notar que puede ser de un rango muy amplio. Por ejemplo, si el regulador elegido es un LM7812 (regulador de 12 Volt), la tensión de entrada podrá ser de entre 15 y 35 voltios (ver hoja de datos).

El circuito práctico con este regulador sería el de la figura N° 6-63, en el cual se plantea una fuente de alimentación completa con tensión de salida V_o fija. (se aclara que el capacitor C3 es el filtro de entrada capacitiva de la fuente primaria).

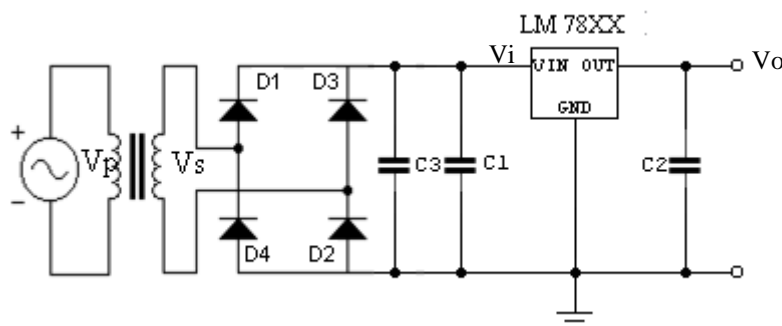


Figura N° 6-63
Fuente de alimentación practica con regulador fijo

6-9-5 a Circuitos elevadores de la tensión de salida con reguladores fijos.

Para el caso en que se desee una tensión de salida no disponible en esta línea de reguladores, pero se dispone de uno de menor tensión es posible elevarla V_o mediante los circuitos de las figuras N° 6-64 y N° 6-65. Osea basta colocar un elemento que provoque una caída de tensión adicional en el terminal común. De esta forma, la tensión de salida será la suma de la tensión regulada por el C.I. (V_{reg}) mas la del componente.

Esto se puede hacer ya sea mediante una resistencia por la cual se hace circular la corriente de la terminal común figura N°6-64 o mediante un diodo zener como se verá.

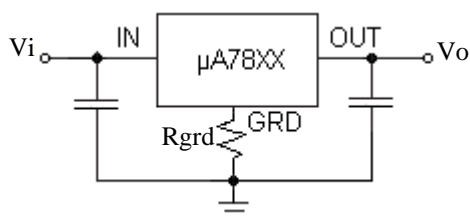


Figura N° 6-64

$$V_o = V_{reg} + V_{grd}$$

$$R_{grd} = \frac{V_o - V_{reg}}{I_{com}}$$

Debido a que la corriente de polarización de la pata común I_{com} puede ser distinta de un dispositivo a otro $I_{com} \approx 5\text{mA}$, para lograr mas estabilidad y exactitud, se utiliza una referencia con diodo zener figura N°6-65 de modo que la tensión de salida sea la suma de la del regulador mas la de zener.

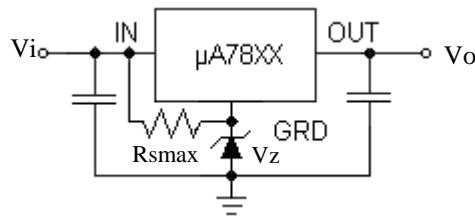


Figura N° 6-65

$$V_o = V_{reg} + V_z$$

De lo visto en el apartado 6-7-1 sobre el circuito regulador paralelo de tensión con Zener se puede usar para el diseño de la resistencia R_s max. Para asegurar la independencia de V_z respecto de I_{com} se debe hacer $I_{R_s} \gg I_{com}$.

$$R_{s \max} = \frac{V_{i \min} - V_z}{I_{z \min} + I_{L \max}}$$

6-9-5 b Circuito elevador de la corriente de salida con regulador fijo.

Cuando se debe suministrar una corriente a la carga superior a la máxima soportada por el regulador se puede optar por el circuito de la figura N° 6-66. En el mismo se conecta un transistor de paso Q1 por el cual se hace circular el exceso de corriente que supera a la $I_{reg \max}$ del dispositivo.

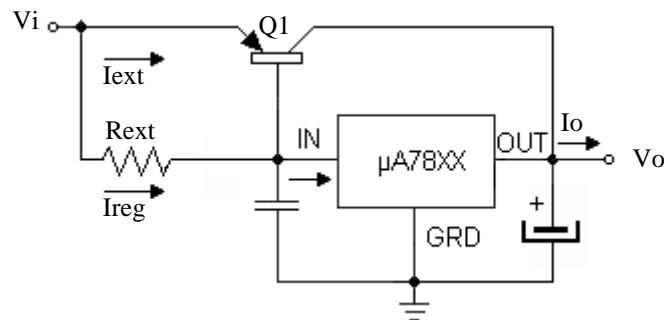


Figura N° 6-66
Circuito elevador de corriente

Cuando la corriente que circula a través del regulador llega al valor máximo $I_{reg \max}$ (o por seguridad un poco menos), esta produce una caída de tensión de 0,7V sobre la resistencia R_{ext} lo que provoca la conducción de Q1 a través del cual circulará el exceso de corriente.

$$I_o = I_{reg} + I_{ext}$$

$$R_{ext} = \frac{V_{BEQ} (0,7V)}{I_{reg}}$$

6-9-5 c Circuito elevador de la corriente de salida con limitador de sobrecarga.

Este circuito (figura N° 6-67) es parecido al anterior con la diferencia que dispone de un mecanismo limitador de corriente que atraviesa del transistor Q1.

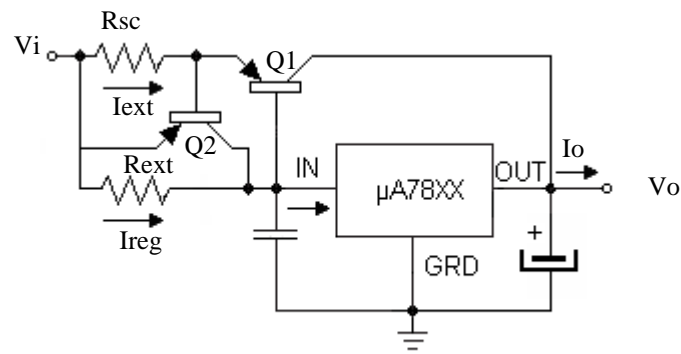


Figura N° 6-67
Elevador de corriente con protección por sobrecarga

El circuito de protección es similar al visto en el apartado 6-8 -3a del limitador de corriente constante. En este caso esta constituido por el transistor Q2 y la resistencia limitadora Rsc.

En primera instancia con carga no exigente la corriente circula solo por el regulador manteniéndose apagado el Q1. Cuando aumenta la Ireg a valores próximos a la Ireg máximo la caída de tensión a los bornes de Rext aumenta lo que dispara al Q1 y la fuente funciona con su carga normal. Esto último implica que la tensión a los bornes de Rsc aun no llega a 0,7V lo que mantiene fuera de conducción al Q2.

Cuando la corriente Iext aumenta a valores excesivos (sobre carga o corto circuito), esta produce una caída de tensión de 0,7V sobre la resistencia Rsc, lo que a su vez, pone en conducción al Q2. Esta acción disminuye la corriente de base del Q1 y por tanto la del colector de Q1 o sea Iext ejerciendo un efecto de limitación de la corriente máxima a través de Q1. En la expresión Ec... Se puede ver el valor máximo de dicha corriente.

A su vez, cabe aclarar que el regulador se encuentra protegido por sus circuitos internos por lo tanto esta protección es completa.

$$I_{c1 \max} = I_{ext} = \frac{V_{BE}}{R_{sc}}$$

6-9-5 c Elevador de corriente con limitador de sobrecarga y protección térmica.

Este circuito aprovecha la función interna del regulador para autolimitar la corriente para proveer de una protección contra cortocircuito al transistor de paso. Como en el caso anterior el regulador y el Q1 comparten la corriente de salida.

$$I_o = I_{reg} + I_{ext}$$

La relación entre las corrientes estará dada por la relación entre las resistencias R1 y R2. Suponiendo que $V_D = V_{BE}(Q1)$

$$I_{ext} = \frac{R_2}{R_1} I_{reg}$$

Y para el caso de cortocircuito será.

$$I_{ext}(sc) = \frac{R_2}{R_1} I_{reg}(sc)$$

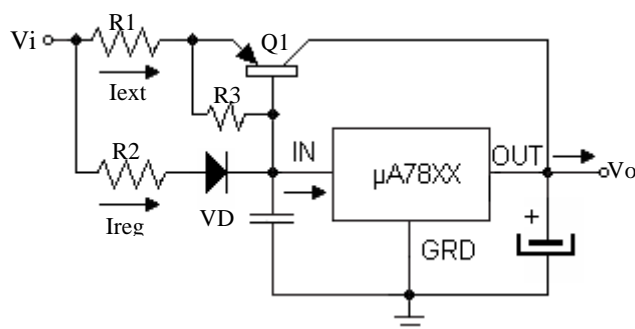


Figura N° 6-68
Elevador de corriente con protección por sobrecarga y térmica

Si el regulador y Q1 tienen la misma resistencia térmica juntura-carcasa θ_{jc} y el disipador del transistor de paso tiene $R2/R1$ veces la capacidad de disipar del disipador del regulador, la protección térmica del regulador se extenderá al Q1. Esto hace que sea particularmente importante la selección del transistor de paso Q1 y del diodo VD.

6-9-5 d Fuente de corriente constante con regulador lineal integrado.

Hay casos en que se necesitan fuentes de corriente constante para distintas aplicaciones. Para obtener esta función es factible mediante un regulador de tensión constante (78XX) utilizar esa característica para obtener la corriente constante necesaria.

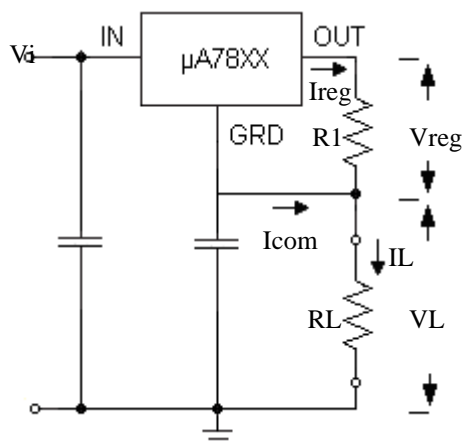


Figura. N° 6-69
Fuente de corriente constante con regulador lineal integrado.

Si se conecta una resistencia entre el terminal común y el de salida tendremos una corriente siempre fija en la salida I_L definida por la Ec...

$$I_L = \frac{V_{reg}}{R1} + I_{com}$$

6-9-5 e Fuente de corriente constante ajustable.

Si es necesario el ajuste del valor de la corriente de salida I_L bastará con descomponer la resistencia $R1$ en $R1$ y $R2$ el que a su vez es un potenciómetro. Mediante este potenciómetro es posible hacer el mencionado ajuste.

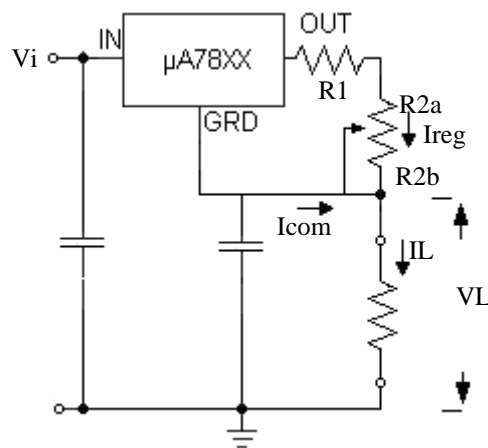


Figura. N° 6-70
Fuente de corriente constante ajustable.

En base a lo dicho la I_L min estará dada por la **Ec.....**

$$I_L \text{ min} = \frac{V_{reg}}{R_1 + R_2} + I_{com}$$

Mientras que en la **Ec..** se muestra la **I_L max.**

$$I_L \text{ max} = \frac{V_{reg}}{R_1} + I_{com}$$

6-9-5f Diseño de una fuente de corriente constante ajustable.

A continuación se realizará el diseño de una fuente de corriente constante ajustable que utiliza como fuente primaria el rectificador de onda completa con filtro de entrada capacitiva diseñado en el apartado Ap. 6-5.

Sus características son:

Corriente continua de salida del rectificador (I_{Ldc}) = 0,45[A]

Tensión continua de salida de rectificador (V_{Ldc}) : 12[V]

Tensión de ripple de salida pico a pico del rectificador (V_r): 1,2[V]

Ejemplo N°

a) Se solicita diseñar de modo que:

Corriente mínima I_{Lmin} = 100 mA

Corriente máxima I_{Lmax} = 200 mA

Margen de ajuste de ΔI_L = 100[mA]

b) Calcular el valor de la R_{Lmax} a partir de la cual se baja la tensión de dropout y el regulador deja de funcionar.

c) Simular el circuito obteniendo los dos valores límites de ajuste y para el valor máximo de R_L en cada caso.

Resolución:

a) 1- De la ecuación que define I_{Lmax} se puede despejar R_1 sabiendo que (de la hoja de datos del 7805C) la corriente del terminal común es I_{com} = 5mA.

$$I_L \text{ max} = \frac{V_{reg}}{R_1} + I_{com} \Rightarrow R_1 = \frac{V_{reg}}{I_L \text{ max} - I_{com}} = \frac{5V}{200 \text{ mA} - 5 \text{ mA}} = 25,6 \Omega \approx 25,5 \text{ al } 1\%$$

a) 2- De la ecuación de I_{Lmin} se puede obtener $R2$.

$$I_{Lmin} = \frac{V_{reg}}{R1 + R2} + I_{com} \Rightarrow R2 = \frac{V_{reg}}{I_{Lmin} - I_{com}} - R1 = \frac{5}{0,095} - 25,6 = 27 \Omega \text{ valor comercial mas proximo } 50 \Omega$$

b) Para asegurar el correcto funcionamiento del regulador se debe garantizar que la tensión de $V_{dropout}$ no baje de 2V (según la hoja de datos del 7805C). Si esto es así la tensión a los bornes de R_L no deberá superar los 5V

$$12V = V_{reg} + V_{dropout} + R_L \max I_{Lmax} \text{ o } I_{Lmin} \Rightarrow 12V = 5V + 2V + 5V$$

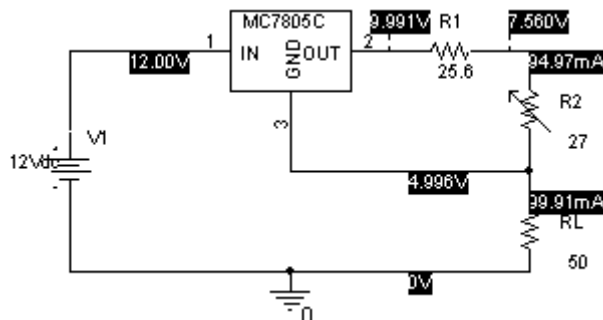
Luego la R_{Lmax} para cada límite de corriente será $I_L = 200mA$

$$R_L \max(200mA) = \frac{5V}{0,2A} = 25 \Omega \Rightarrow \text{de } 0 \text{ a } 25 \Omega \text{ entrega } 200mA \text{ aproximada mente}$$

Para el caso de $I_L = 100mA$ se tendra.

$$R_L \max(100mA) = \frac{5V}{0,1A} = 50 \Omega \Rightarrow \text{de } 0 \text{ a } 50 \Omega \text{ entrega } 100mA \text{ aproximada mente .}$$

c) 1- El circuito a simular para $I_L = 100mA$ y R_{Lmax} es el siguiente.

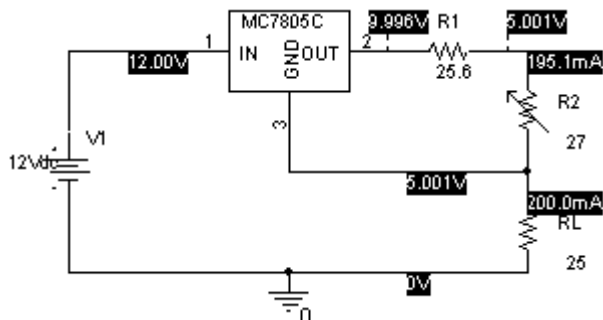


Se pudo demostrar que la corriente se mantiene el valor aproximado de 0 a 50Ω y luego comienza a decaer.

$$R_L \max(100mA) = 50 \Omega \Rightarrow \text{de } 0 \text{ a } 50 \Omega \text{ entrega } 99,91mA \text{ aproximada mente .}$$

$$\text{Para } R_L = 60 \Omega \Rightarrow I_L = 94,16mA$$

Para el caso de $I_{Lmax} = 200mA$ sucede algo similar, sobre R_L mayor que 25Ω la corriente comienza a disminuir.



$$R_L \text{ max}(200 \text{ mA}) = 25 \Omega \Rightarrow \text{de } 0 \text{ a } 25 \Omega \text{ entrega } 200 \text{ mA aproximadamente.}$$

$$\text{Para } R_L = 35 \Omega \Rightarrow I_L = 171,8 \text{ mA}$$

6-9-5 g Reguladores con alta tensión de entrada.

Si la tensión suministrada por la fuente primaria es superior a la máxima admitida por el regulador en su entrada $V_i > V_{\text{reg}}$ será necesario utilizar un circuito preregulator como el que se muestran en la **figura N°....** En estos circuitos la tensión colector emisor del transistor Q soporta el exceso de tensión de la fuente primaria y además debe ser capaz de entregar la máxima corriente de carga.

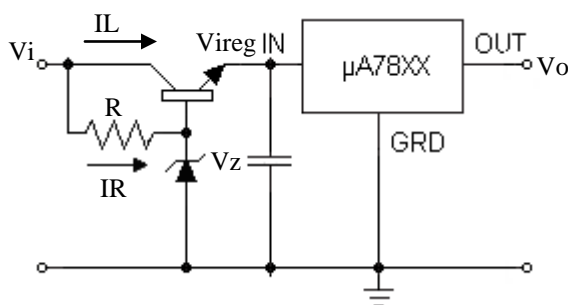


Figura. N° 6-71
Fuente con entrada de tensión superior a la del regulador.

Si se supone que $V_{be} \approx 1 \text{ V}$ se tendrá:

$$V_{\text{reg}} \approx V_z - 1$$

La máxima potencia disipada por el transistor de paso será.

$$P_{c \text{ max}} = I_L \text{ max} \times (V_i - V_{\text{reg}}) \quad \text{donde} \quad I_L \text{ max} = I_{\text{reg}} \text{ max}$$

El circuito resistencia zener fija la tensión en el emisor de Q al valor necesario V_{reg} . La forma de cálculo de la resistencia y la selección del diodo zener y el transistor sigue el mismo criterio visto en los ejemplos y diseño vistos en el capítulo de reguladores lineales discretos.

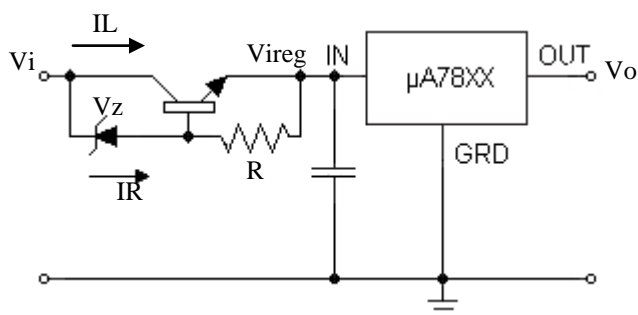


Figura. N° 6-72
Fuente con entrada de tensión superior a la del regulador.

$$V_{\text{reg}} \approx V_i - (V_z + 1)$$

6-9-5h Diseño de una fuente con tensión de entrada superior a la del regulador.

A continuación utilizando el circuito de la figura N°.... se realizará el diseño de una fuente con alta tensión de entrada con regulador integrado. La fuente primaria será una batería de 24V.

Ejemplo N°

Se solicita.

a) Diseñar de modo que:

Corriente máxima de carga $I_{Lmax} = 0,3 \text{ A}$.

Tensión continua de salida $V_L = 5 \text{ V}$.

b) Simular el circuito con carga y comprobar los valores calculados para el transistor, el diodo zener, el regulador, la tensión de salida y corriente de carga.

Resolución:

a) 1- De acuerdo a los datos propuestos.

$I_{Lmax} = 300 \text{ mA}$

$V_L = 5 \text{ V}$

$V_i = 24 \text{ V}$

Se puede optar por el regulador 78M05 cuyos datos son:

$V_{reg} = 5 \text{ V}$

$I_{Lmax} = 500 \text{ mA}$

$V_{dropout} = 2 \text{ V}$

$V_i = 7 \text{ a } 20 \text{ V}$.

Si se plantea usar una tensión de $V_{dropout} = 4 \text{ V}$ se tendrá.

$$P_{dreg} = V_{dropout} \times I_{Lmax} = 4 \text{ V} \times 0,3 \text{ A} = 1,2 \text{ W}$$

Luego la tensión V_{ireg} será.

$$V_{ireg} = V_{reg} + V_{dropout} = 5 \text{ V} + 4 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

Si se sabe que en este circuito la tensión $V_{ireg} = V_z - 1$ la V_z será.

$$V_z = V_{ireg} + 1 = 9 \text{ V} + 1 \text{ V} = 10 \text{ V}$$

Para la selección del transistor se puede calcular la V_{ce} como.

$$V_{ce} = V_i - V_{ireg} = 24 \text{ V} - 9 \text{ V} = 15 \text{ V}$$

Además la $I_{cmax} = I_{Lmax} = 0,3 \text{ A}$ luego la potencia disipada por el colector será.

$$P_{cmax} = V_{ce} \times I_{cmax} = 15 \text{ V} \times 0,3 \text{ A} = 4,5 \text{ W}$$

De la hoja de datos del TIP31A se ve que puede cumplir holgadamente los parámetros de V_{ce} , I_{cmax} y P_{cmax} tal como se puede apreciar en la grafica SOA del mismo. Por otra parte de la curva de ganancia de corriente continua el $hFE = 100$ para $I_c = 0,3 \text{ A}$.

De lo antes dicho se puede calcular la corriente de base que permitirá dimensionar el diodo zener.

$$I_{bmax} = \frac{I_c}{hFE} = \frac{300 \text{ mA}}{100} = 3 \text{ mA} \Rightarrow I_z = I_{bmax} \times 10 = 30 \text{ mA}$$

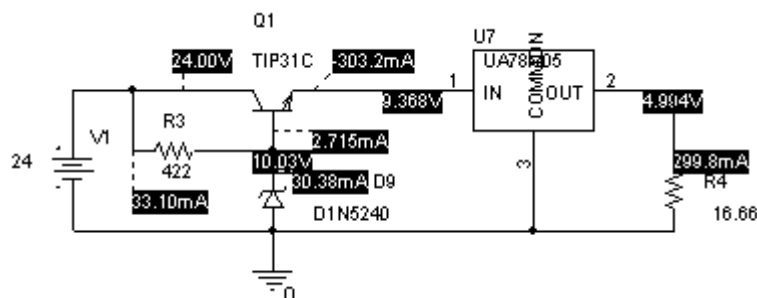
Luego la potencia disipada por el zener será.

$$P_{dz} = I_z \times V_z = 30 \text{ mA} \times 10 \text{ V} = 300 \text{ mW}$$

La resistencia de polarización del zener se podrá calcular del siguiente modo:

$$I_{b \max} = \frac{V_i - V_z}{\frac{I_z}{I_z + I_b}} = \frac{24V - 10V}{30mA + 3mA} = 0,424 K\Omega \Rightarrow 0,422 K\Omega \ 1\%$$

b) 1- El circuito propuesto para la simulación será:



Como se puede observar todos los valores previstos se cumplen con buena aproximación.

6-9-5 i Reguladores para tensiones elevadas de entrada y salida.

Cuando se necesita una tensión de salida superior a la que suministra el regulador se puede acudir al circuito de la **figura N...** en el cual se eleva el potencia de la terminal común mediante el diodo zener Dz2.

Como se ve en la **Ec....** la tensión de salida será.

$$V_o = V_{reg} + V_{z2}$$

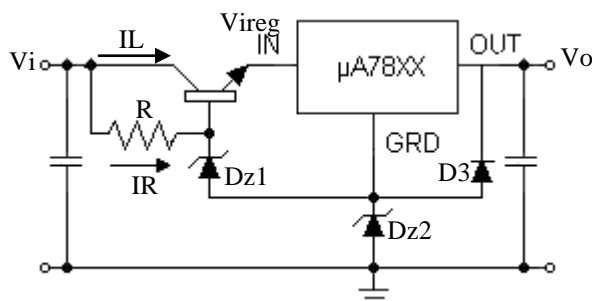


Figura. N° 6-73

Fuente tensión de salida superior a la del regulador.

En conjunto Dz1 y el transistor Q tal como se vió en el apartado anterior fija el valor de \$V_{reg}\$ al valor necesario y dentro del SOA del regulador. La **Ec....** muestra el valor que deberá tener la \$V_{reg}\$

$$V_{reg} \approx V_{z2} + V_{z1} - 1$$

El diodo D3 cumple la función de aportar corriente a la carga en el momento de arranque cuando la carga es muy grande en el momento en el cual la \$V_o\$ supera la \$V_{z2}\$ deja de conducir y cesa la ayuda para el arranque. Por otra parte durante un cortocircuito sostiene la tensión \$V_{z2}\$ en 0,7V lo que produce una fuerte disminución de la \$V_{reg}\$ como se muestra en la **Ec....** y de esta manera protege al regulador contra una elevada tensión diferencial.

$$V_{reg} \approx V_{z1} + 1 - 1$$

6-9-5 i Reguladores con tensiones de salida ajustable.

En ciertas ocasiones, sobre todo cuando se realiza alguna aplicación de laboratorio, es necesario disponer de una fuente que posea una tensión de salida variable.

La tensión de salida V_o estará definida por la tensión de salida del regulador V_{reg} más la que se produce entre los bornes de R_2 .

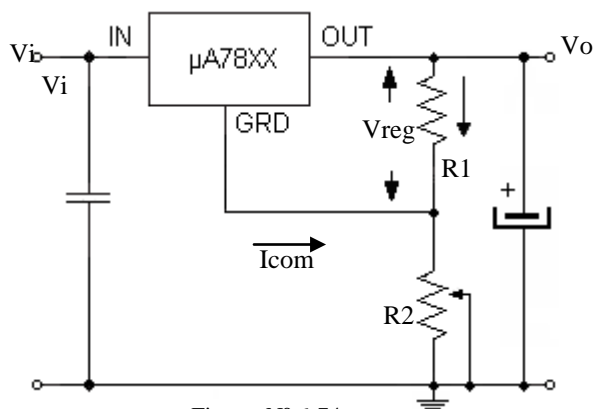


Figura. N° 6-74
Fuente tensión de salida ajustable.

Como la R_2 es ajustable la tensión de salida podrá ajustarse entre los siguientes límites.

$$V_o \text{ max} = V_{reg} + R_2 \left(I_{com} + \frac{V_{reg}}{R_1} \right) \quad \text{y} \quad V_o \text{ min} = V_{reg}$$

Un detalle importante a resaltar, que surge de la observación del término entre paréntesis de la expresión de salida, es que la tensión de salida mínima es la propia tensión nominal del regulador, cualquiera sea la relación R_2/R_1 escogida. Es por este motivo, y teniendo en cuenta que la mínima tensión nominal de la línea 78/79XX es de cinco voltios, que este diseño no es útil para el diseño de una fuente de tensión versátil de laboratorio. Para ello en un apartado posterior se recurrirá a otro tipo de reguladores integrados diseñados para tal fin.

En el circuito de la **figura N° 6-75** se independiza la tensión de salida del valor de I_{com} dependiendo solo de la estabilidad de V_{reg} .

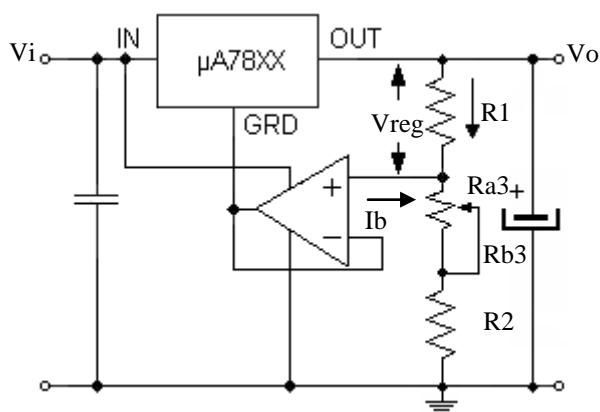


Figura. N° 6-75
Fuente tensión de salida ajustable independiente de I_{com} .

Como el amplificador operacional está conectado en configuración seguidora la tensión presente en la entrada no inversora será la misma que se aplica en la terminal común del regulador. Por esa razón en la **Ec...** para el análisis del funcionamiento del circuito se debe considerar $I_{R1} \gg I_b$.

$$V_o = V_{reg} \left(\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \right)$$

La E_c ...representa el valor general de la tensión de salida. Sus límites estarán dados por las siguientes expresiones. Como se ve en la E_c ...la tensión de salida mínima estará determinada por el valor de V_{reg} y la mínima tensión que pueda alcanzar la entrada no inversora del AO que podrá estar limitada por la más baja tensión de modo común con la que trabaja el AO.

$$V_o \min = V_{reg} + V^{(+)} \min \quad \text{para} \quad R_2 = 0$$

Para esa condición se tiene que la E_c .. permite determinar el valor de R_3 fijando un valor de R_1 tal que $IR_1 \gg I_b$. Luego se podrá determinar el valor de R_2 max a partir de la $E_c(a)$

$$V^{(+)} \min = \frac{R_3}{R_1} V_{reg}$$

La máxima tensión a la salida estará dada por la $E_c(a)$

$$V_o \max = \frac{R_1 + R_2 \max + R_3}{R_1} V_{reg}$$

6-9-5 j Regulador lineal con apagado-encendido electrónico.

En el circuito de la figura N° 6-76 el subcircuito compuesto por los transistores Q1 y Q2 actúan como una llave electrónica que permite la operación de encendido y apagado del regulador. La selección del transistor Q2 y el cálculo de R_3 se podrán realizar teniendo en cuenta el nivel lógico de la tensión V_s a utilizar.

Cuando la señal de V_s mantiene fuera de conducción al transistor Q2, esto hace que no circule la I_{sat} lo que a su vez hace que no se polarice el transistor Q1 manteniéndose abierto y por lo tanto el regulador apagado.

Cuando la V_s satura al Q2 circulará la I_{sat} lo que a su vez producirá la tensión para saturar al Q1 y por lo tanto se enciende el regulador.

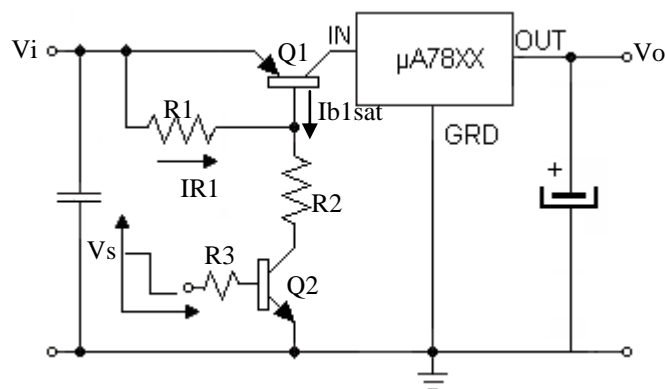


Figura. N° 6-76
Regulador con encendido/apagado electrónico.

Las resistencias R_1 , R_2 y R_3 deben ser dimensionadas de manera que garanticen la saturación de Q1 y Q2. El transistor Q1 debe ser elegido para que soporte la corriente máxima del regulador $I_{reg \max}$ durante la conducción y la tensión $V_{ce} = V_i - V_{outdrop}$ durante el corte.

Por otra parte el Q2 deberá ser capaz de suministrar la corriente de base I_{b1sat} del Q1 mas la de polarización I_{R1} .

A partir de estos criterios de selección de los transistores Q1 y Q2 se puede plantear el cálculo de las respectivas resistencias como sigue. Se deberá elegir el valor de I_{R1} que garantice la tensión V_{b1sat} .

Si se tiene en cuenta que:

$$I_{c2sat} = I_{b1sat} + I_{R1}$$

$$I_{b2sat} = \frac{I_{c2sat}}{\beta_{minsat}}$$

Luego las resistencias serán.

$$R1 = \frac{V_{be1sat}}{I_{R1}}$$

$$R2 = \frac{V_i - V_{be1sat}}{I_{c2sat}}$$

$$R3 = \frac{V_s - V_{be2sat}}{I_{b2sat}}$$

6-9-5 Protección contra descargas de capacitares.

Una conexión inapropiada del regulador integrado puede causar la destrucción del mismo. Esto puede deberse a una conexión equivocada de la polaridad de entrada V_i o a la inyección de corriente a través de la salida (Tal como un cortocircuito entre una fuente de 5V y una de 15V) lo que puede forzar una corriente transitoria elevada a través de una pequeña área de regulado causando su destrucción.

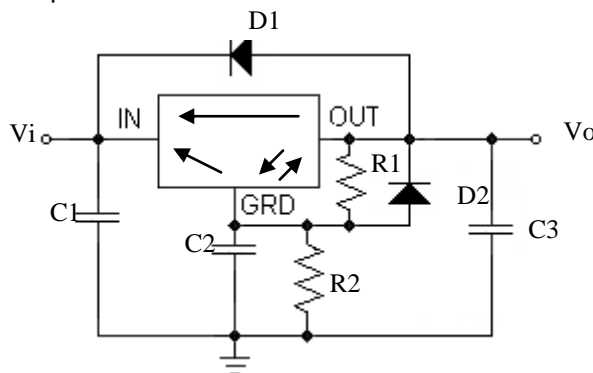
Las fuentes más probables de estos transitorios son los capacitores externos utilizados con los reguladores con el fin de mejorar el comportamiento respecto al ripple, ruidos y estabilidad. La **figura N° 6-...** muestra el camino de descarga de los diferentes capacitores utilizados. El capacitor de entrada $C1$ no va a causar ningún problema en ninguna de las condiciones. El capacitor del pin de masa $C2$ (o pin de ajuste del LM117) puede descargarse a través de dos vías que toleran bajas corrientes.

Si se cortocircuita la salida $V_o=0$, $C2$ se descargará a través del terminal común, con posibilidad de dañar el regulador. Esto se soluciona mediante el diodo polarizado inversamente, $D2$ que desvía la corriente a masa alrededor del regulador.

Si es la entrada la que se pone en cortocircuito, $C3$ se puede descargar por el pin de salida, hacia la entrada dañando también el regulador. En este caso es el diodo $D1$ el que ofrece una vía alternativa a la corriente de descarga de $C3$, evitando el daño al CI.

Además, cuando se pone en cortocircuito la entrada, tanto $D1$ como $D2$, hacen que $C2$ se descarga a través de ambos diodos, en lugar del terminal común.

Estos diodos se vuelven más importantes a tensiones de salida superiores, ya que la energía almacenada en los capacitores es grande y por lo tanto más destructiva. Con reguladores negativos y los ajustables tipo LM117, hay un diodo interno en paralela con $D1$ de salida a la entrada, eliminando la necesidad de un diodo externo si el capacitor de salida es inferior a 25 μF

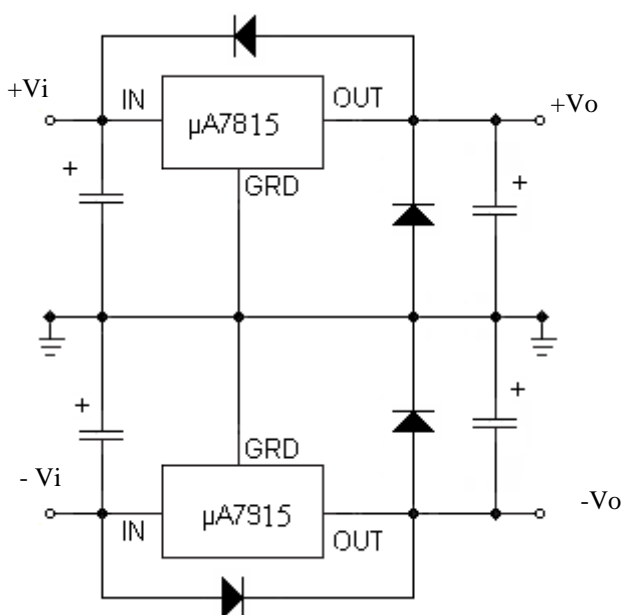


Otra condición transitoria que ha demostrado causar problemas es la pérdida momentánea de las conexiones de masa. Esto hace que a través del regulador se cargue el capacitor de salida C3 prácticamente a la tensión de entrada no regulada. Si ahora se conecta nuevamente la masa, el capacitor de salida, C3 se descargará a través de la salida del regulador hacia el terminal común a masa, destruyendo el mismo. En la mayoría de los casos, este problema se produce cuando el regulador (o su placa) se conecta al sistema alimentado y el terminal de entrada ya está conectado.

6-9-5 Circuito regulador dual (o partida).

En el circuito de la **figura N°...** utilizan dos reguladores uno de +15V (7815) y otro de la familia 78XX que es de características similares pero regula tensión negativa para este caso -15V (7915). Se recomienda ver hojas de datos en apéndices.

El circuito está constituido por dos reguladores básicos **figura N°....** que comparten el terminal común y por lo tanto este terminal será la referencia de las dos tensiones de salida.



Es posible que esta fuente de alimentación dual sea suficiente para una aplicación en la que se necesita una tensión de salida de $\pm 15V$ fija.

Hay dos problemas de esta aplicación que para algunos casos de diseño pueden plantear inconvenientes y son, que las magnitudes de las tensiones suministrada por los reguladores sean levemente diferentes y además que el corrimiento de la tensión de los reguladores por temperatura u otro factor, también sean distintos. Por lo cual este circuito no es admisible por los requisitos del sistema a alimentar.

Estos inconvenientes se pueden solucionar mediante la versión mejorada de la **figura N°... ..**

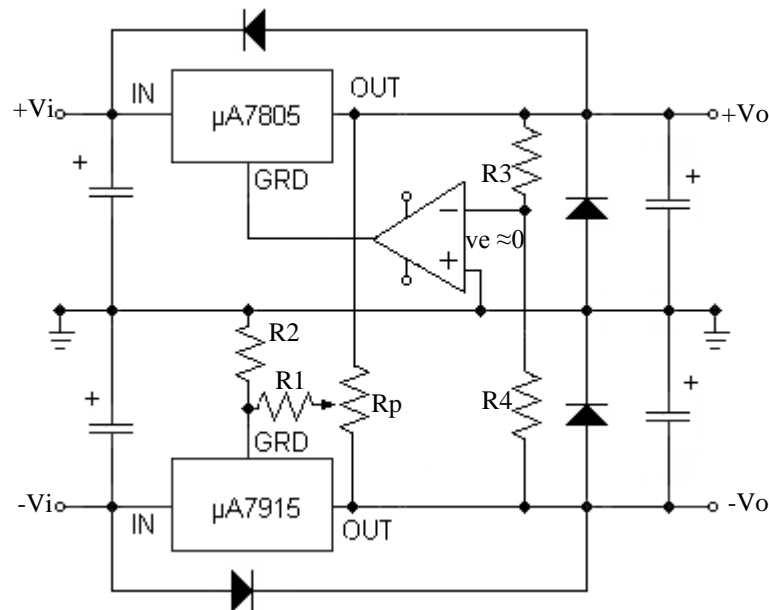
6-9-5 Circuito regulador dual con ajuste de la salida y seguimiento (Tracking).

Este circuito es una versión mejorada de anterior **apartado N°.....**, dado que este permite ajustar la tensión dentro de un determinado margen y además puede corregir los problemas de deriva haciendo que las dos derivas sean idénticas por lo que las dos salidas siempre serán simétricas respecto de masa.

El conjunto R_p y R_1 actúa como un generador de corriente constante bidireccional cuya dirección e intensidad depende de la posición del cursor. Esta corriente circula por R_2 produciendo sobre ésta una caída de tensión que se suma o resta según la polaridad a los -15V del regulador (7915) de este modo es posible ajustar la tensión de salida negativa con buena precisión.

Por otra parte, esta tensión de -15V aparece aplicada sobre R_4 (considerando $v_e \approx 0$). Además la corriente que circulará por R_4 será igual a la de R_3 y si $R_3 = R_4$ la tensión sobre R_3 será de +15V lo que forzará al

operacional a suministrar al terminal común del 7805 una tensión de modo que la salida sea +15V. De igual manera cualquier deriva que aparezca en la salida del 7915 será tomada por el 7805 cambiada de polaridad



6-9-5 Diseño y simulación de un regulador dual.

Diseñar una fuente bipolar con ajuste de la salida y seguimiento.

Se plantea que la fuente primaria será una dual no regulada de $\pm 20V$.

Ejemplo N°

Se solicita.

a) Diseñar de modo que:

Corriente mínima de carga $I_{Lmin} = 0,1 \text{ A}$.

Corriente máxima de carga $I_{Lmax} = 1 \text{ A}$.

Tensión continua de salida $V_L = \pm 15V$.

b) El seguimiento es realizado por el regulador positivo sobre el negativo como referencia.

Margen de ajuste (o calibración) de la tensión de salida $\pm 500\text{mV}$ mínimo.

c) Simular el circuito

Con carga mínima y máxima.

Verificar el margen de ajuste

Resolución:

a) 1-Se propone el circuito del **puntoen el cual para conseguir el margen de corriente de salida solicitado se pueden utilizar los reguladores $\mu A7915C$ y el $\mu A7805C$ que manejan corrientes hasta de 1,5 A de salida. Además se puede alcanzar sin problemas la tensión de dropout de 1,1V para el 7915 y de 2V para el 7805.**

a) 2- Se podrá usar cualquier A O de uso general capaz de suministrar la corriente del terminal común del 7805 de 4 mA, por ejemplo el amplificador operacional FET TL084.

b) 1- Se supondrá que la tensión del 7915 es exacta -15V, si no es así, se podrá ajustar luego mediante Rp.

De acuerdo al margen de ajuste solicitado $\pm 0.5V$ es aconsejable plantearlo con tolerancia por ejemplo $\pm 0.6V$. Por otra parte de la hoja de datos del 7915 se tiene que la corriente aproximada del terminal

común es de $I_{gnd} = 1,5\text{mA}$. Luego la corriente I_{R2} deberá ser mucho mayor que I_{gnd} o sea $I_{R2} \approx 10 I_{gnd} = 1,5\text{mA} \cdot 10 = 15\text{mA}$.

$$R2 = \frac{\Delta V_L}{I_{R2}} = \frac{0,6V}{15\text{mA}} = 40\Omega \approx 40,2\Omega \text{ 1\%}$$

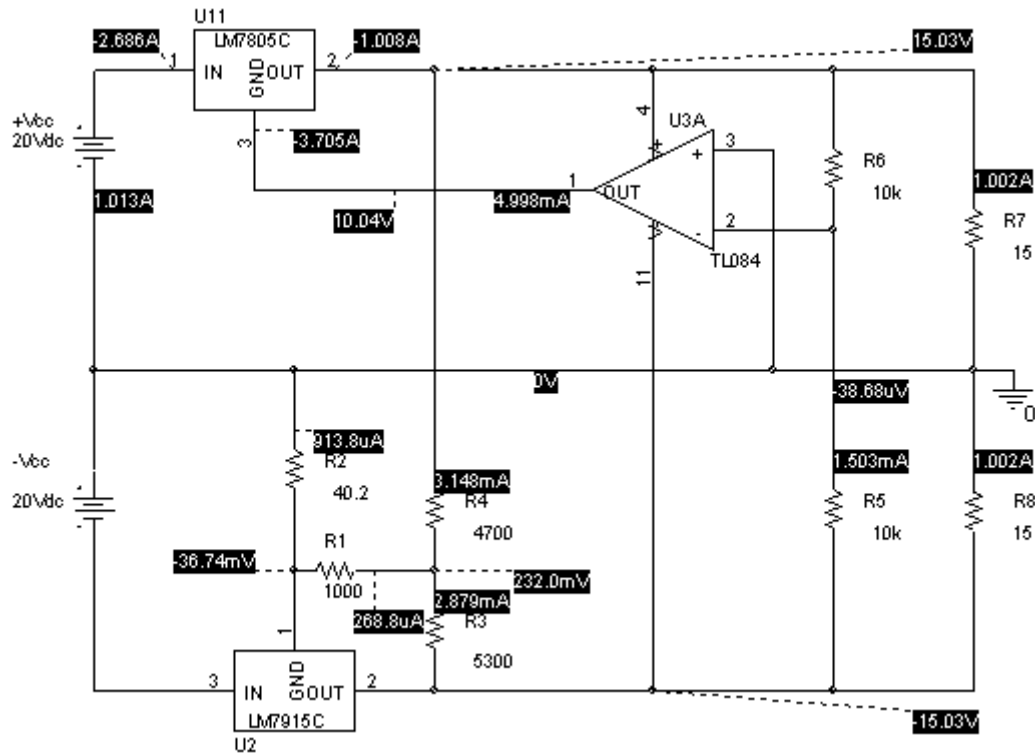
b) 2- Para calcular $R1$ se supone la máxima tensión de salida $V_L = 15,6V$ (o sea $+R_p = 0$)

$$R1 = \frac{V_L \text{ max} - 0,6}{I_R} = \frac{15,6V - 0,6V}{15\text{mA}} = 1K\Omega$$

Esta resistencia permitirá el ajuste de los límites de la tensión de salida y los puntos de ajuste intermedios se podrán lograr mediante un multivuelta de $10K\Omega$.

En el divisor constituido por $R4$ y $R6$ se podrán usar resistencias de alto valor dado que el AO no carga el divisor y a su vez conviene que sean lo mas precisa posible. Por ejemplo $10K\Omega$ al 1%.

c) 1- El circuito a simular será:



Con el ajuste a la mitad de R_p o sea a 0,5 de los $5K\Omega$ se logra una aproximación con el simulador de 40 mV (15,04V).

c) 2- Posicionando el multivuelta en los extremos se podrá obtener en cada caso el valor de los límites del ajuste mínimo. Para cada caso será($+R_p = 0$ $V_{Lmin} = 14,48V$) y ($-R_p = 0$ $V_{Lmax} = 15,64V$).

6-9-5 Aplicaciones de los reguladores de la serie LFX.

Como se vio mas arriba estos reguladores presentan según su encapsulado un terminal que se utiliza para su encendido o apagado. Estos encapsulados son aquellos que disponen de cinco patas, utilizándose la N°2 para el denominado Inhibit. En el caso de encapsulados de tres terminales el modo de uso es similar a los circuitos integrados de la serie 78XX.

El circuito de aplicación básica del uso del inhibit que se ve en las figuras N°... y N°...se puede realizar mediante el uso de una llave y una resistencia conectadas en cualquiera de las dos formas mostradas en las figuras.

La siguiente tabla puede servir como guía para el diseño con este regulador.

Tensión del terminal Inhibit	Estado del Inhibit	Estado del regulador
VihL max = 0,8V	Low	Encendido
VihL min = 2V	High	Apagado

Tabla. N° 6-.....
Tabla de estados del inhibit del LFXX.

En la figura N°...cuando la llave se encuentra cerrada el nivel de tensión del terminal inhibit es cero y por lo tanto el regulador esta activo. Para el caso en que el interruptor este abierto el regulador estará en estado apagado y no habrá tensión a la salida.

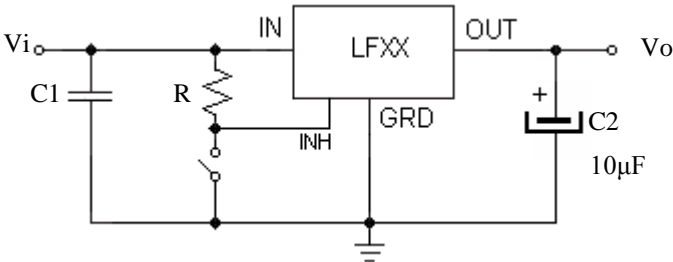


Figura. N° 6-.....
Circuito básico de aplicación del LFXX.

En el circuito de la figura N°...el funcionamiento es al revés del descrito dado que se invirtieron la posiciones de la resistencia y la llave. La resistencia que se ve en el circuito es particularmente necesaria en ambientes ruidosos, aun que, usualmente se puede omitir.

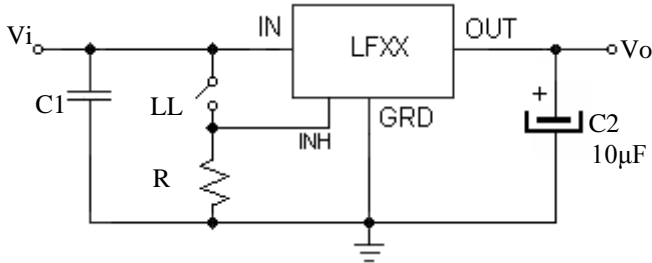


Figura. N° 6-.....
Circuito básico de aplicación del LFXX.

Como se ve en la figura N°..., también se puede manejar el terminal de inhibit a través de una puerta lógica CMOS de la serie 4000, sobre todo su rango de temperatura y tensión.

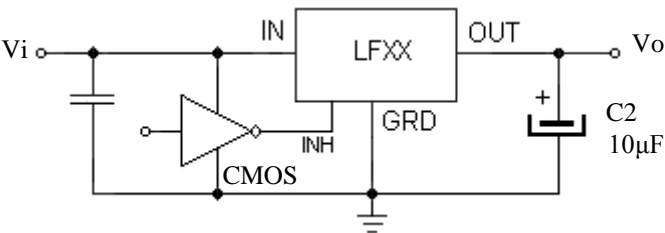


Figura. N° 6-.....
Circuito básico de aplicación del LFXX.

Por último, como se puede apreciar en la **figura N°.....** este terminal es TTL compatible por lo que se puede manejar con circuitos integrados de tecnología HC MOS para lógica de 5V o 3V y mediante microcontroladores.

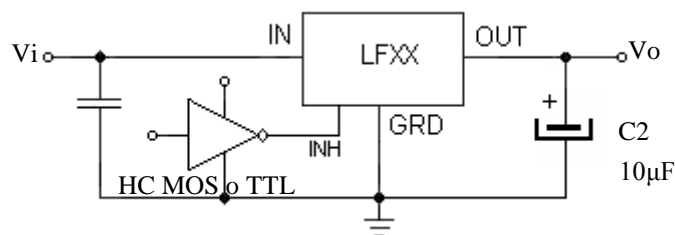


Figura. N° 6-....
Circuito básico de aplicación del LFXX.

6-9-5 Fuente con dos tensiones de salida seleccionables.

Combinado cualquiera de las dos versiones anteriores es posible obtener una fuente con dos niveles de salida distintos y seleccionables mediante el uso de dos puertas inversoras en el terminal inhibit.

Cuando la Vinhibit está baja la salida será de 5V y cuando la Vinhibit está en alto la salida será 3,3V.

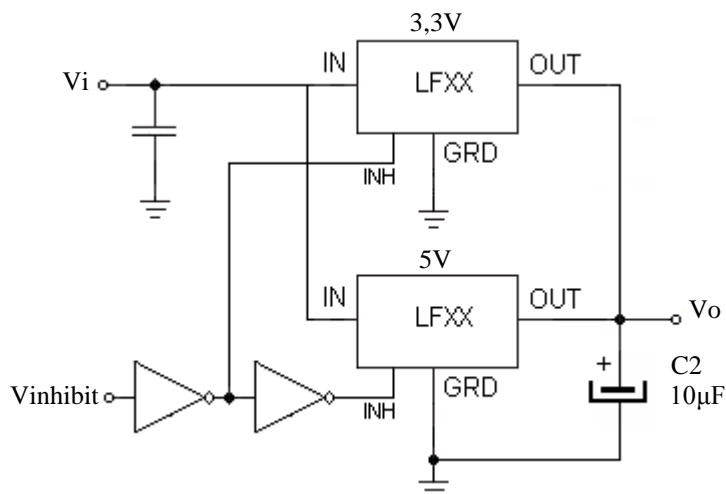


Figura. N° 6-....
Circuito con dos niveles de salida seleccionable.

6-9-5 Fuente con salidas múltiples y pulsador de encendido-apagado.

Esta configuración hace uso de un Flip Flop tipo D (CD4013) para componer un conmutador digital conectado al pin Inhibit del regulador LFXX.

Un interruptor conectado a una red R1C1 genera un ciclo de Clock completo, mediante los periodos de carga y descarga del capacitor C1 cada vez que se cierra el circuito a través del pulsador.

La disposición del circuito permite que en cada ciclo de trabajo completo se invierta la salida que permanecerá constante hasta que se genere un nuevo ciclo de trabajo mediante una nueva pulsación.

En definitiva mediante el interruptor se comanda la conmutación controlada del biestable.

Como se puede apreciar en la **figura N°** el pin Reset está conectado a la red R2 C2 que se encarga de inicializar al FlipFlop en estado de salida 0. Debido a que la entrada de control de los reguladores está conectada a la salida invertida (/Q), este pin se inicializará en 1, es decir, al polarizarse el circuito la salida del LFXX estará deshabilitada.

La red R3 C3 reinyecta la señal de la salida (/Q) hacia la entrada D. La constante de tiempo de esta red limita la velocidad de conmutación, previniendo oscilaciones de la salida producto de falsos disparos.

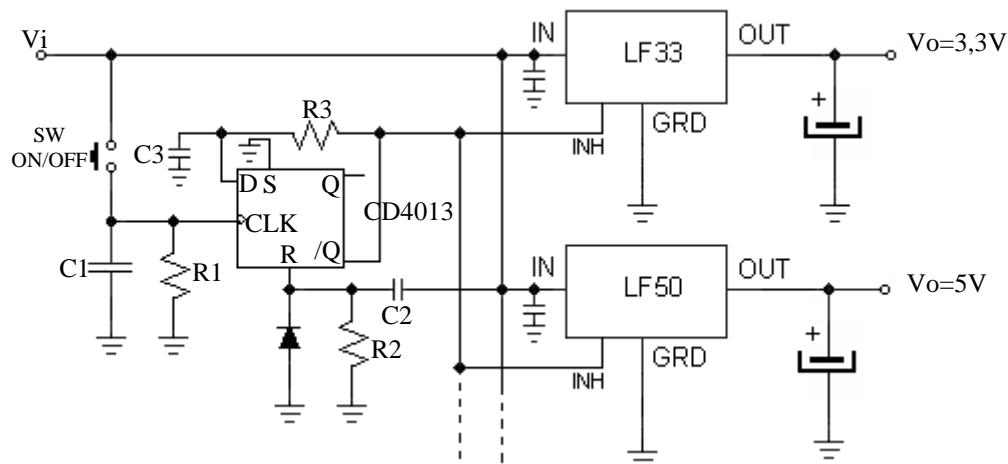


Figura. N° 6-.....
Circuito con salidas múltiples con pulsador

En la **tabla N°.....** se puede ver en sombreado las líneas de la tabla verdad del Flip Flop CD4013 que son la que se usan en esta aplicación.

TRUTH TABLE					
CL*	D	R	S	Q	\bar{Q}
	0	0	0	0	1
	1	0	0	1	0
	X	0	0	Q	\bar{Q}
X	X	1	0	0	1
X	X	0	1	1	0
X	X	1	1	1	1

No Change

Logic 0 = Low
Logic 1 = High

* = Level change
X = Don't care

6-9-5 Fuente con salidas múltiples secuencial.

En esta configuración las constantes de tiempo R1 C1 y R2 C2 hacen que los reguladores se habiliten en los tiempos de retardo necesario. Por lo tanto se deberán dimensionar las constantes en función de estos tiempos. La resistencia Rs cumple la función de descargar los capacitores una vez apagada la fuente $V_i=0$ dado que no se pueden descargar a través de la alta impedancia de la entrada de la puerta inversora.

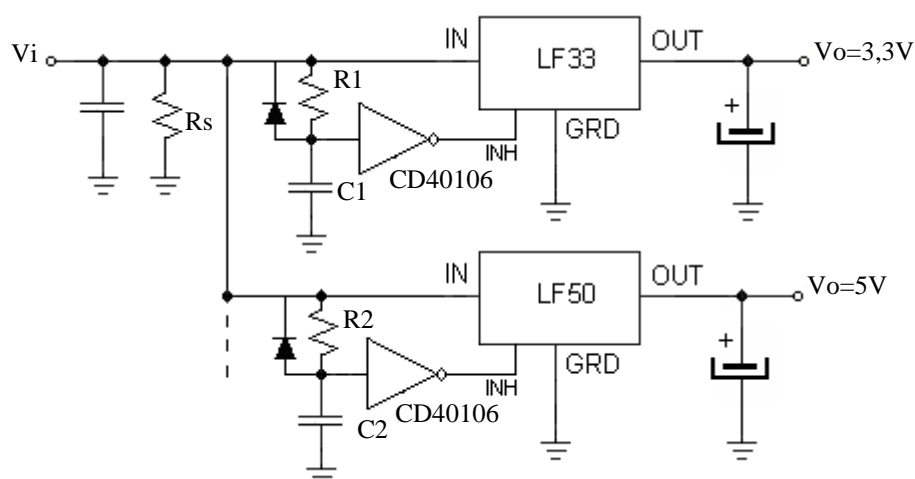


Figura. N° 6-....
Circuito con salida múltiple secuencial.

6-9-5 Análisis del funcionamiento y la hoja de datos del regulador ajustable LM 317.

Dentro de esta gama de reguladores lineales integrado existe un subgrupo que dispone de un terminal externo que permite realizar un ajuste de la tensión de salida dentro de un amplio rango.

Estos reguladores de tres terminales con tensión de salida ajustable como el LM317/117 son ideales para su uso en fuentes de alimentación regulada para laboratorios, en instrumentación y en una variada gama de circuitos electrónicos. Esto se debe a que el ajuste de la tensión de salida se efectúa simplemente a través de dos resistencias externas (una de ellas ajustable), pudiendo obtener un rango de tensión de salida V_o que va desde 1.25V hasta 37V con el regulador mencionado. Si bien se pueden realizar fuentes con tensión de salida ajustable a partir de reguladores fijos como el LM78XX la ventaja más notable al compararlos es el amplio rango de ajuste que se dispone con este tipo de reguladores.

Con el fin de facilitar el análisis, en la **figura N° 6-62** se presenta un circuito simplificado. El mismo consta de un amplificador operacional como comparador, conectado como un buffer del elemento serie de potencia el cual esta compuesto por una configuración Darlington (Qd).

Además se puede ver una referencia de 1.25V que se encuentra ubicada entre la entrada no inversora del amplificador operacional y el terminal de ajuste. Esta referencia es alimentada con un generador de corriente constante de 50 μ A que es necesaria para garantizar la estabilidad de la referencia, esta corriente I_{adj} luego sale por el terminal de ajuste.

Normalmente la corriente que circula por R_1 es del orden de los 5mA y por lo tanto mucho mayor que la del terminal de ajuste de 50 μ A. De esta manera la corriente de polarización causa un error pequeño en la tensión de salida. Además, este error esta adecuadamente regulado contra las variaciones de la tensión de línea y en las variaciones de la corriente de carga, por lo cual dicha corriente no contribuye prácticamente con ningún error en la regulación.

De la observación de la **figura N°....** y mas lo antes dicho, la tensión de salida sera:

$$V_o = V_{ref} \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_{ref}}{R_1} R_1 + R_2 I_{adj}$$

Finalmente

$$V_o = V_{ref} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + R_2 I_{adj}$$

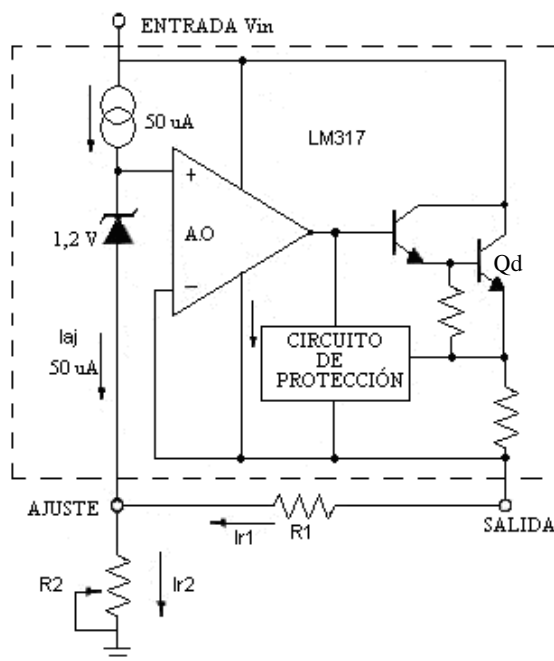


Figura. N° 6-....
Circuito equivalente del regulador LM317.

Es posible utilizar otras corrientes distintas a 5mA, dependiendo de la aplicación que se desee. Normalmente con la corriente programada de 5mA es suficiente. Sin embargo, para el peor de los casos se requiere una carga mínima de 10 mA. La carga mínima de corriente podría ser comparada con la corriente de polarización de los reguladores estándares fijos (del orden de 4 a 5 mA en la serie 78XX y 79XX).

Si el terminal de ajuste se conecta a masa, el dispositivo actúa como un regulador fijo de 1,25 V.

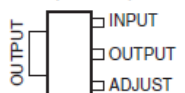
6-9-5 Resumen de la hoja de datos del regulador ajustable LM 317.

A continuación se muestra los datos que se creen mas relevantes del y como se puede ver resultan relativamente fácil comprender por que son similares a los ya vistos en los integrados anteriores.

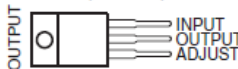
FEATURES

- Output Voltage Range Adjustable From 1.25 V to 37 V
- Output Current Greater Than 1.5 A
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Thermal Overload Protection
- Output Safe-Area Compensation

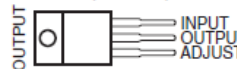
DCY (SOT-223) PACKAGE
(TOP VIEW)



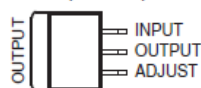
KC (TO-220) PACKAGE
(TOP VIEW)



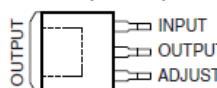
KCS (TO-220) PACKAGE
(TOP VIEW)



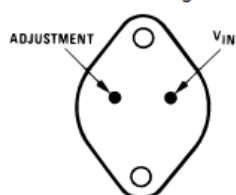
KTE PACKAGE
(TOP VIEW)



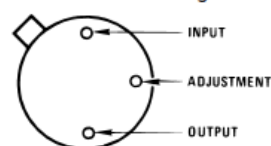
KT (TO-263) PACKAGE
(TOP VIEW)



(TO-3)
Metal Can Package



(TO-39)
Metal Can Package



CASE IS OUTPUT

00006331

Recommended Operating Conditions

	MIN	MAX	UNIT
$V_I - V_O$ Input-to-output differential voltage	3	40	V
I_O Output current		1.5	A
T_J Operating virtual junction temperature	0	125	°C

Electrical Characteristics

over recommended ranges of operating virtual junction temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	MIN	TYP	MAX	UNIT
Line regulation ⁽²⁾	$V_I - V_O = 3 \text{ V to } 40 \text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 0^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		0.01 0.02	0.04 0.07	%/V
Load regulation	$I_O = 10 \text{ mA to } 1500 \text{ mA}$ $C_{ADJ} = 10 \mu\text{F}$, ⁽³⁾ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 0^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$			25 0.1 20 0.3	mV % V_O mV % V_O
Thermal regulation	20-ms pulse, $T_J = 25^\circ\text{C}$		0.03	0.07	% V_O /W
ADJUST terminal current			50	100	μA
Change in ADJUST terminal current	$V_I - V_O = 2.5 \text{ V to } 40 \text{ V}$, $P_D \leq 20 \text{ W}$, $I_O = 10 \text{ mA to } 1500 \text{ mA}$		0.2	5	μA
Reference voltage	$V_I - V_O = 3 \text{ V to } 40 \text{ V}$, $P_D \leq 20 \text{ W}$, $I_O = 10 \text{ mA to } 1500 \text{ mA}$	1.2	1.25	1.3	V
Output-voltage temperature stability	$T_J = 0^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		0.7		% V_O
Minimum load current to maintain regulation	$V_I - V_O = 40 \text{ V}$		3.5	10	mA
Maximum output current	$V_I - V_O \leq 15 \text{ V}$, $P_D < P_{MAX}$ ⁽⁴⁾ $V_I - V_O \leq 40 \text{ V}$, $P_D < P_{MAX}$ ⁽⁴⁾ , $T_J = 25^\circ\text{C}$	1.5 0.15	2.2 0.4		A
RMS output noise voltage (% of V_O)	$f = 10 \text{ Hz to } 10 \text{ kHz}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$		0.003		% V_O
Ripple rejection	$V_O = 10 \text{ V}$, $f = 120 \text{ Hz}$ $C_{ADJ} = 0 \mu\text{F}$ ⁽³⁾ $C_{ADJ} = 10 \mu\text{F}$ ⁽³⁾		57 62		dB
Long-term stability	$T_J = 25^\circ\text{C}$		0.3	1	%/1k hr

(1) Unless otherwise noted, the following test conditions apply: $|V_I - V_O| = 5 \text{ V}$ and $I_{O\text{MAX}} = 1.5 \text{ A}$, $T_J = 0^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$. Pulse testing techniques are used to maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

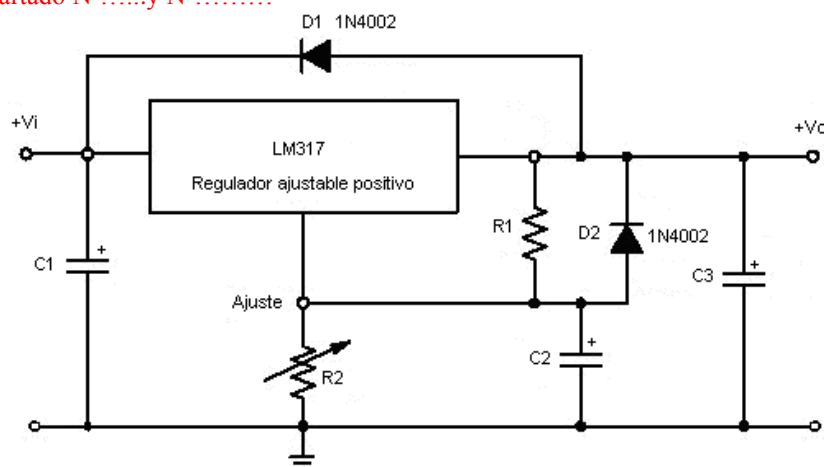
(2) Line regulation is expressed here as the percentage change in output voltage per 1-V change at the input.

(3) C_{ADJ} is connected between the ADJUST terminal and GND.

(4) Maximum power dissipation is a function of $T_J(\text{max})$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\text{max}) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.

6-9-5 Circuito de aplicación básica del regulador LM317.

La conexión básica del regulador incluye los diodos de protección y los capacitares de filtrado y de estabilidad ya visto, en el apartado N°.....y N°.....



En cuanto al capacitor C2 cumple la función de mejorar el rechazo al ripple. Este capacitor de desacople minimiza la amplificación del ripple cuando la tensión de salida aumenta. De acuerdo al fabricante con un capacitor de desacople de 10 μF , se obtiene un rechazo al ripple de 80 dB, para cualquier nivel de salida. Por encima de 10 μF no mejora notablemente el rechazo al ripple a 120 Hz. Como se vio cuando se usa este capacitor, en muchas ocasiones es necesario incluir los diodos de protección, para impedir que el capacitor se descargue a través de los caminos de pequeñas corrientes internas del regulador.

En la figura anterior el regulador positivo variable cuenta con una configuración de diodos de protección para un voltaje de salida superior a 25V. El diodo D1 previene de las posibles descargas de C3, durante un corto circuito en la entrada. Mientras que el diodo D2 protege al regulador contra el capacitor C2, en las eventuales descargas del regulador en el caso de producirse un cortocircuito en la salida. La combinación de los diodos D1 y D2 previene de descargas de C2 durante un corto circuito en la entrada.