

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

Objetivo específico de la Parte II

1- Describir los parámetros de calidad de una fuente de alimentación e identificar la relación de estos con la aplicación particular de la fuente.

2-Analizar las configuraciones básicas de las fuentes de alimentación de tensión reguladas linealmente y adquirir criterios básicos de diseño.

Item	Pag.
6-6 Reguladores lineales discretos.	
6-6-1 Introducción a los reguladores lineales.	
6-6-2 Tipos más usuales reguladores lineales.	
6-7 Factores de calidad en fuentes de alimentación.	
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.	

6-6 Reguladores lineales discretos.

6-6-1 Introducción a los reguladores lineales.

En la introducción de la primera parte se dijo que si es posible de alguna manera regular el flujo de corriente o tensión de la fuente primaria a la carga (figura 6-1) este tipo de fuentes se denominan reguladas y además se dijo que existen dos modos de realizar esta regulación, en el caso en que la energía controlada fluye en forma continua hacia la carga el regulador es del tipo lineal y en el caso en que fluye por paquetes habilitados por el bloque de control el mismo se llama conmutado.

De lo antes dicho se deduce que los reguladores lineales trabajan con corriente continua tanto a la entrada como a la salida y el nivel a la entrada deberá ser superior al nivel de la salida. Esto último implica que el exceso de tensión o corriente dependiendo de lo que se controle deberá ser absorbido y disipado en forma de calor por el regulador en función de los requerimientos de la carga.

Dicho de otra forma, la cantidad de potencia suministrada por la fuente primaria y su circuito rectificador es siempre mayor que la suministrada a la carga, lo cual implica que aquella potencia no solicitada por la carga deberá ser disipada de alguna manera en el regulador.

6-6-2 Tipos más usuales reguladores lineales.

De acuerdo a la disposición del elemento de regulación que disipa la potencia excedente se definen dos topologías distintas el regulador lineal paralelo (figura 6-25) y el regulador lineal serie (figura 6-26)

En el caso del regulador paralelo se hace notar que es necesario el uso de una resistencia auxiliar en serie con el fin de asegurar el correcto funcionamiento del regulador y el suministro a la carga. Esta resistencia soportará el exceso de tensión de la fuente primaria respecto a la tensión de salida.

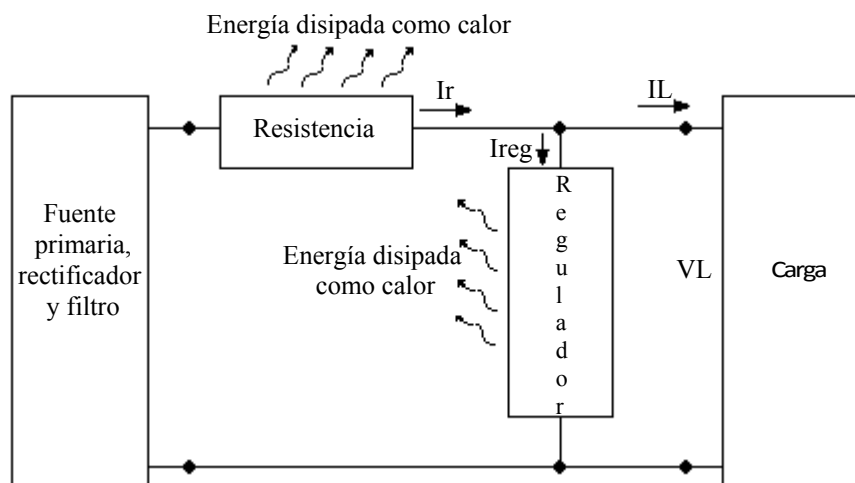


Figura. N° 6-25

Diagrama en bloque de una fuente de alimentación lineal regulada en paralelo

En el regulador paralelo las variaciones de corriente son absorbidas por el propio regulador lo cual significa una ventaja dado que la fuente primaria suministra siempre la misma cantidad de energía continua sin importar donde se disipe o utilice. Esta característica implica poca o idealmente ninguna interacción entre la fuente primaria y la carga, por lo que dos etapas o mas de la misma carga conectadas a este regulador interactuaran muy poco entre ellas. Esta ventaja es particularmente útil en algunas aplicaciones para prevenir acoplamientos o emisiones no deseados sobre todo en altas frecuencias, en las que se desea preservar la línea de posibles perturbaciones.

Esta ventaja no se da en los reguladores serie figura N° 6-26 ya que en estos el regulador y la carga se encuentran conectados en la misma malla con la fuente primaria por lo que la interacción entre estos es más fuerte.

Desde el punto de vista energético se puede decir que en el regulador paralelo la energía suministrada por la fuente primaria se mantiene constante sin importar el requerimiento de la carga y la potencia excedente es disipada por el regulador y la resistencia auxiliar R. Esto último plantea un problema inherente al funcionamiento del mismo y es el hecho que cuando la carga no requiere de energía esta será disipada totalmente en el regulador y la resistencia lo que implica un gran desaprovechamiento de energía sobre todo cuando se trata de fuentes de mediana y alta potencia. Además el elemento que disipa potencia no es solo el

regulador si no también la resistencia auxiliar R lo que implica otra desventaja energética para esta configuración.

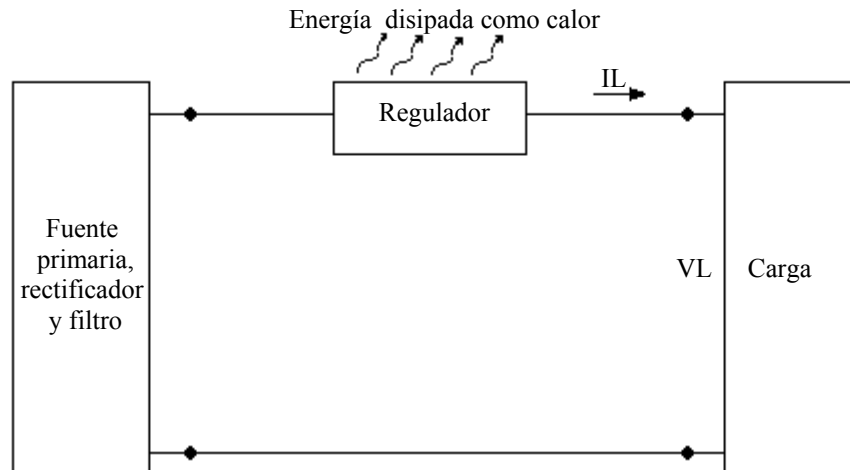


Figura. N° 6-26

Diagrama en bloque de una fuente de alimentación lineal regulada en serie

Como contrapartida en el regulador serie, se disipa potencia cuando la carga la requiere y cuando el requerimiento de la carga es mínimo la disipación en el regulador también será mínima e irá en aumento a medida que aumente la exigencia de energía por parte de la carga.

Otra ventaja del regulador serie sobre el paralelo es que la potencia disipada por la resistencia R del regulador paralelo será igual (para carga máxima) o mayor que la disipada por el regulador serie a la cual se deberá agregar la potencia disipada por el regulador paralelo. Esto implica que para las mismas condiciones de carga la potencia suministrada por la fuente primaria del regulador paralelo deberá ser mayor que la suministrada por la fuente primaria del regulador serie con cargas idénticas.

Las consideraciones expuestas se pueden resumir del siguiente modo, el regulador serie presenta un rendimiento mas elevado que el paralelo y requiere energía de la fuente primaria solo cuando la carga lo solicita, mientras que el paralelo además de presentar un rendimiento inferior al serie consume energía independientemente de que sea o no utilizada en la carga.

En conclusión se puede decir que por sus características energéticas el regulador serie es el mas utilizado en fuente lineales, usándose el regulador paralelo en los casos en que la perdida de energía sea insignificante o se requiera de su característica de baja interacción entre la carga y la fuente primaria o la red.

6-6-3 Factores de calidad en fuentes de alimentación

En general en una fuente de alimentación se desea que la tensión o corriente de salida (según que se regule) se mantenga siempre estable dentro de ciertos límites de variación de parámetros internos y externos a la misma. Para la definición de estos factores de calidad se tomará como ejemplo el caso de una fuente de tensión regulada. La variación de los parámetros que más influyen en la estabilidad de la tensión de salida son: la tensión de la red de alimentación a la entrada (ΔV_{red}), corriente de carga (ΔI_L), resistencia de salida (ΔR_o) y la temperatura ($\Delta Temp$).

Estos factores son considerados de importancia práctica y se los encuentra en la hoja de especificaciones de una fuente de alimentación regulada o se suministran a la hora de plantear el diseño de la fuente.

6-6-3a Regulación de red (R_{red})

Si en cualquiera de los circuitos rectificadores vistos en el apartado 6-2-1 se considera alguna variación de la tensión de red alrededor de su valor estándar es evidente que esto producirá una variación en la tensión de salida del filtro y por lo tanto también producirá una variación en la tensión de salida V_L de la fuente de alimentación. La regulación de red muestra la variación de la tensión de salida de la fuente de alimentación V_L cuando la tensión de la red V_{red} varía entre límites establecidos generalmente por norma.

En nuestro país estas variaciones alrededor del valor estándar de 220[V] puede rondar +/-10% aproximadamente dependiendo de la hora del día, la región, población, actividad productiva etc.

$$R_{red} = \frac{V_L(red\ max) - V_L(red\ min)}{V_L(red\ min)} \times 100 \quad [\%] \quad Ec. 6-41$$

Donde:

$V_L(red\ min)$ es la tensión en la carga cuando la tensión de red V_{red} es mínima.

$V_L(\text{red max})$ es la tensión en la carga cuando la tensión de la red V_{red} es máxima.

6-6-3b Regulación de carga (R_{car})

Si en los diagrama de las figuras N°6-25 y N°6-26 se varia la carga es evidente que variará la corriente por ella y como se dijo en 6-3 se espera que no varíe la tensión de salida. Sin embargo esta variación en la resistencia de carga origina siempre una variación (aun imperceptible) en la tensión de salida. Por ejemplo si aumenta la corriente en la carga se incrementará la caída de tensión en las resistencias parásitas del secundario del transformador y los rectificadores lo cual finalmente origina la disminución de la tensión en la salida.

La regulación de carga indica cuanto cambia la tensión en la carga cuando cambia la corriente por la carga.

De acuerdo a esta definición y planteando como norma que para carga mínima $I_L \text{ min} = 0$ y la carga máxima $I_L \text{ max}$ es la fijada por el diseño o especificada por el fabricante, este factor se puede expresar por la Ec.6-42.

$$R_{\text{car}} = \frac{V_L(\text{car min}) - V_L(\text{car max})}{V_L(\text{car max})} \times 100 \quad [\%] \quad \text{Ec. 6-42}$$

Donde:

$V_L(\text{car min})$ es la tensión en la carga cuando la corriente por la misma es nula

$V_L(\text{car max})$ es la tensión en la carga cuando la corriente por la misma es la máxima establecida por el diseño o especificada.

En este caso, como en el de la regulación de red se espera que sea muy bajo e idealmente 0% porcentual de este modo la tensión de salida V_L se mantendrá estable e inmune a las variaciones de la red.

6-6-3c Resistencia de salida. (R_{sal})

Este factor está íntimamente vinculado a la regulación de carga dado que equivale a la resistencia de Thevenin vista desde la carga de la fuente y por lo tanto relacionado con la variación de la corriente por la carga.

Se puede definir la resistencia de salida (Ec.6-43) como la relación entre la variación de tensión a la salida respecto al cambio de la corriente por la carga.

A partir de los datos y condiciones del circuito para determinar la regulación de carga se puede escribir:

$$R_{\text{sal}} = \frac{V_L(\text{car min}) - V_L(\text{car max})}{I_L(\text{car min}) - I_L(\text{car max})} \quad [\Omega] \quad \text{Ec. 6-43}$$

Donde:

$V_L(\text{car min})$ es la tensión en la carga cuando la corriente por la misma es nula

$V_L(\text{car max})$ es la tensión en la carga cuando la corriente por la misma es la máxima establecida por el diseño o especificada.

$I_L(\text{car min})$ corriente de carga para la mínima carga ($I_L \text{ min} = 0$)

$I_L(\text{car max})$ corriente de carga para la máxima carga ($I_L \text{ max}$)

En la figura 6-27 se puede observar que la pendiente de la gráfica representa la resistencia de salida de la fuente.

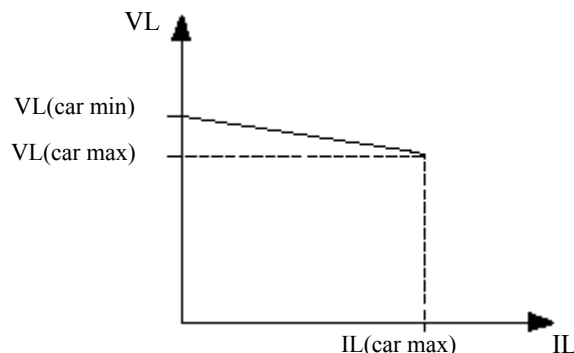


Figura. N°6-27
Curva cuya pendiente define resistencia de salida. [R_{sal}]

Cuanto más horizontal sea esta recta menor será la resistencia de salida. En la figura 6-14 se puede ver el mismo tipo de curva pero considerando el efecto de los filtros capacitivos o inductivos a la salida del circuito rectificador.

6-6-3d Coeficiente de temperatura. (C.T)

Como se ha estudiado en la evaluación de la estabilidad de los componentes de uso en electrónica la temperatura es un factor que debe ser siempre tenido en cuenta. El momento del encendido de la fuente es cuando se produce la mayor variación de la tensión de salida VL dado que si la fuente ha estado apagada por un tiempo prolongado estará a temperatura ambiente y por lo tanto el salto térmico hasta la temperatura de funcionamiento generalmente es grande.

El coeficiente de temperatura de una fuente de alimentación estará definido por la variación de la tensión de salida VL cuando la temperatura ambiente varía entre ciertos límites estandarizados (por ejemplo de 0°C a 55°C), manteniendo constante las demás causas de variaciones de VL vistas hasta el presente (tensión de red Vred y de corriente de carga IL).

$$C.T = \pm \frac{VL(t_{amb\ max}) - VL(t_{amb\ min})}{T_{amb\ max} - T_{amb\ min}} \times 100 \left[\frac{\%}{^{\circ}C} \right] \quad \text{Ec. 6-44}$$

En este caso se acostumbra a tomar mediciones del comportamiento de la fuente mediante saltos térmicos escalonados crecientes o decreciente pero graduales para evitar el golpe térmico que podría dañar los componentes de la fuente.

6-6-3e Tensión de ripple. (Vr)

Se llama ripple o zumbido al valor residual originado en el proceso de rectificación (figura N° 6-2b, 6.3b y 6-6) de la tensión alterna tomada de la fuente primaria. Esto se debe a que el filtrado y la regulación no son ideales y por lo tanto, a la salida de la fuente aparece una onda de forma aproximadamente triangular (figura N°6-11) superpuesta con la tensión continua suministrada por la fuente.

Este parámetro de calidad se especifica en valor eficaz Vef-rip o preferentemente en valor pico a pico Vrpp .Se prefiere especificar su valor pico a pico dado que se pueden apreciarse los pico de flancos abruptos y de corta duración que prácticamente no influyen sobre el valor eficaz, pero sus efectos pueden ser perjudiciales en algunos tipos de cargas.

Como se ve en la figura N°6-11 del apartado 6-3-1, se puede asumir que la forma de onda del ripple es que se ve en la figura N°6-28 y aproximadamente triangular.

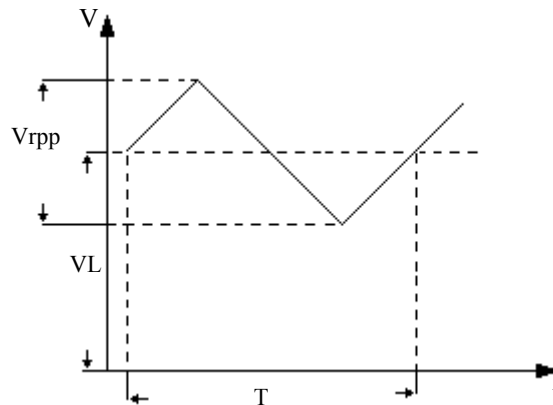


Figura. N° 6-28
Gráfica del ripple suponiendo forma triangular

La función estará definida por la Ec. 6-45

$$vr = \frac{Vrpp}{T} t \quad \text{Ec. 6-45}$$

y se puede plantear Vef-rip y Vrpp a través de la integral del valor eficaz:

$$V_{efrip} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T vr^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^T \frac{Vrpp^2 t^2}{T^2} dt} = \sqrt{\frac{2Vrpp^2 T^3}{T^3 \times 8}} = \frac{Vrpp}{2\sqrt{3}} \quad \text{Ec. 6-46}$$

$$V_{rpp} = 3,464 \times V_{efrip}$$

Ec. 6-47

6-7 Regulador lineal paralelo de tensión.

Como se dijo en el apartado anterior las pocas aplicaciones del regulador paralelo se dan cuando la pérdida de potencia involucrada no es importante como en el caso de las fuentes de referencia de tensión con diodo Zener.

6-7-1 Circuito regulador paralelo de tensión con Zener

El regulador paralelo con diodo Zener de la figura N° 6-29 presenta una baja regulación de carga, por lo que su utilización está prácticamente limitada a proporcionar una referencia de tensión en reguladores más complejos.

A continuación se verá un circuito básico de un regulador lineal paralelo de tensión basado en la característica de tensión constante del diodo Zener.

Se analizará el comportamiento del circuito poniendo énfasis en el efecto de la variación de la corriente de carga (regulación de carga) mientras que en el uso como referencia de tensión esto se minimiza al máximo con cargas muy bajas y constante.

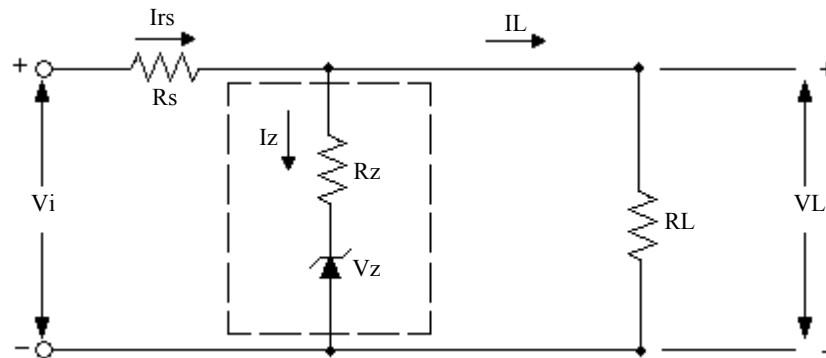


Figura. N° 6-29

Circuito de un regulador paralelo básico con diodo zener

En el circuito de la figura N° 6-29, se puede ver que la función de la resistencia auxiliar R_s es la de soportar el exceso de tensión que proporciona la fuente primaria limitando la corriente a un valor máximo establecido a partir de la máxima corriente I_{ZM} que puede soportar el Zener.

Así mismo, se puede observar que la corriente que no circula por la carga, circulará por el elemento regulador, de donde la suma de I_L mas I_z es siempre igual a $I_{rs} = cte$ por la característica de tensión constante del diodo zener lo cual ratifica la capacidad de impedir que las variaciones de la carga se reflejen en la fuente primaria.

Para el análisis de cualquier regulador será necesario considerar que existen variaciones tanto en la tensión de entrada V_i ($V_{i \min}$ a $V_{i \max}$), como en la corriente de carga I_L ($I_{L \min}$ a $I_{L \max}$).

Por otra parte para que un regulador zener pueda mantener constante la tensión de salida, el diodo zener debe permanecer en la zona de ruptura en todas las condiciones de funcionamiento, como se ve en la figura N° 6-26, lo que equivale a decir que debe haber corriente por el zener para todas las tensiones de fuente primaria y todas las corrientes por la carga.

De lo antes dicho se deduce que el valor de la resistencia R_s debe ser tal que la corriente por el diodo no disminuya del valor mínimo de corriente del Zéner. Esta corriente es fundamental para mantener al diodo en la zona de avalancha y de este modo garantizar la tensión de salida de la fuente al valor requerido.

La ecuación general que describe el funcionamiento del circuito para $R_z \approx 0$ es:

$$V_i = (I_z + I_L) \cdot R_s + V_z$$

Ec. 6-48

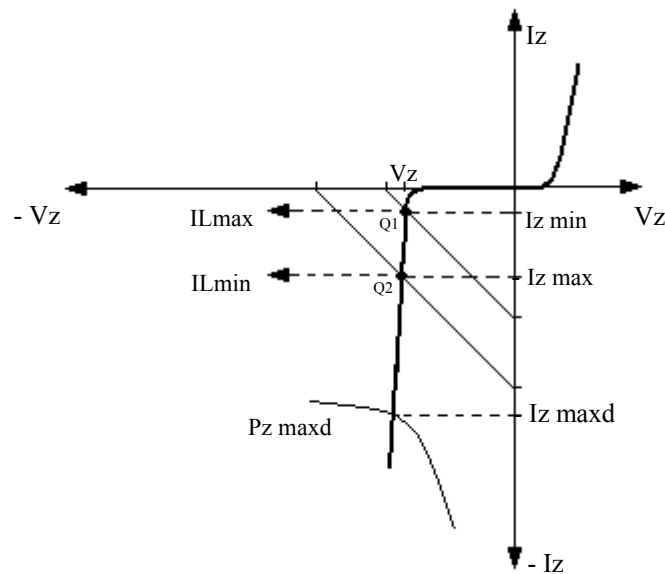


Figura. N° 6-30
Curva del diodo Zener en zona de ruptura

A partir de la Ec. 6-48 es posible trazar las rectas de carga de la figura N° 6-30 en la cual se definen los puntos Q1 y Q2 para dos condiciones límites de funcionamiento. Se puede apreciar que a pesar de la variación tanto de la tensión entrada como de la corriente del Zener la tensión V_z se mantiene aproximadamente constante. Esto se debe a que en este análisis se considera (salvo aclaración) que $R_z \approx 0$.

La corriente I_z mínima ocurrirá cuando V_i sea mínima e I_L máxima de lo cual el valor obtenido de la resistencia será el máximo que garantizará mantener al Zener en la zona de ruptura.

Bajo estas condiciones, la R_s max resulta (Ec.6-49):

$$R_{s \max} = \frac{V_{i \min} - V_z}{I_{z \min} + I_{L \max}} \quad \text{Ec. 6-49}$$

Conociendo el valor de R_s se puede calcular la potencia disipada en el diodo (Ec.6-50 y Ec.6-53) :

$$P_{z \max} = I_{z \max} \cdot V_z \quad \text{Ec. 6-50}$$

Donde

$$I_{z \max} = \frac{V_{i \max} - V_z}{R_{s \max}} - I_{L \min} \quad \text{Ec. 6-51}$$

Para el caso de diseño se debe asegurar que

$$P_{z \max d} \gg P_{z \max} \quad \text{Ec. 6-52}$$

Y además se puede calcular la potencia disipada en la resistencia R_s

$$P_{R_s} = R_{s \max} \times (I_{z \min} + I_{L \max})^2 \quad \text{Ec. 6-53}$$

6-7-2 Características técnicas de los diodos Zener.

En este punto y con el fin de elaborar algún criterio de selección básico del dispositivo conviene repasar algunas características especificadas en la hoja de datos de los diodos Zener. En la figura N° 6-31 se ve un resumen de la hoja de datos de la familia del Zener 1N5221B – 1N5267B para tensiones de $2,4[V] \leq V_z \leq 75[V]$.

Features

- 500mW Power Dissipation
- High Stability
- Surface Mount Equivalents Available
- Hermetic Package
- V_Z - Tolerance $\pm 5\%$
- Lead Free Finish, RoHS Compliant (Note 2)

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Power Dissipation (Note 1)	P_d	500	mW
Thermal Resistance, Junction to Ambient Air (Note 1)	$R_{\theta JA}$	300	$^\circ\text{C/W}$
Forward Voltage @ $I_F = 200\text{mA}$	V_F	1.1	V
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

Notes: 1. Valid provided that leads are kept at $T_L \leq 75^\circ\text{C}$ with lead length = 9.5mm (3/8") from case; derate above 75°C .
 2. EC Directive 2002/95/EC (RoHS) revision 13.2.2003. Glass and high temperature solder exemptions applied where applicable, see EU Directive Annex Notes 5 and 7.

Electrical Characteristics @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified **Table 1**

Type Number	Zener Voltage Range (Note 3)			Test Current	Maximum Zener Impedance		Maximum Reverse Current		Maximum Temperature Coefficient @ I _{ZT}
	V _Z @ I _{ZT}				I _{ZT}	Z _{ZT} @ I _{ZT}	Z _{ZK} @ I _{ZK} = 0.25mA	I _R	
	Nom (V)	Min (V)	Max (V)	mA	Ω	Ω	μA	V	%/°C
1N5221B	2.4	2.28	2.52	20	30	1200	100	1.0	-0.085
1N5222B	2.5	2.38	2.63	20	30	1250	100	1.0	-0.085
1N5223B	2.7	2.57	2.84	20	30	1300	75	1.0	-0.080
1N5224B	2.8	2.66	2.94	20	30	1400	75	1.0	-0.080
1N5225B	3.0	2.85	3.15	20	29	1600	50	1.0	-0.075
1N5226B	3.3	3.14	3.47	20	28	1600	25	1.0	-0.070
1N5227B	3.6	3.42	3.78	20	24	1700	15	1.0	-0.065
1N5228B	3.9	3.71	4.10	20	23	1900	10	1.0	-0.060
1N5229B	4.3	4.09	4.52	20	22	2000	5.0	1.0	+0.055
1N5230B	4.7	4.47	4.94	20	19	1900	5.0	2.0	+0.030
1N5231B	5.1	4.85	5.36	20	17	1600	5.0	2.0	+0.030
1N5232B	5.6	5.32	5.88	20	11	1600	5.0	3.0	+0.038
1N5233B	6.0	5.70	6.30	20	7.0	1600	5.0	3.5	+0.038

Notes: 3. Based on dc measurement at thermal equilibrium; lead length = 9.5mm (3/8"); thermal resistance of heat sink = 30°C/W .

Figura. N° 6-31

Hoja de dato resumida del diodo Zener 1N52XX

A continuación se definen algunos de los parámetros indicados en la figura N°6-27.

P_d o P_{zmaxd} : Potencia máxima disipada por el dispositivo en la zona de ruptura sin que se dañe. De este parámetro y conociendo el valor de V_Z es factible calcular (Ec.6-54) (si no se encuentra en la hoja de datos) la máxima corriente tolerada por el diodo como

$$I_{zmaxd} = \frac{P_{zmaxd}}{V_Z} \quad \text{Ec. 6-54}$$

Respecto a este parámetro en el proceso de diseño se aconseja utilizar un factor de seguridad (Ec.6-52 y Ec. 6-55) (2)dos de modo que la máxima potencia no supere en este caso los 250[mW].

$$\frac{P_{zmaxd}}{2} \rightarrow P_{zmax} \quad \text{Ec. 6-55}$$

V_Z : Tensión de Zener: Se mide para una corriente de prueba I_{ZT} dentro de la zona de ruptura de trabajo normal del diodo. En este caso se especifica sus valores máximo y mínimo mientras que en otros se especifica la tolerancia en por ciento mediante la ultima letra en el código del diodo.

I_{ZT} : Corriente continua de prueba: Se define dentro de la zona de trabajo normal del diodo. Se utiliza como parámetro de referencia para la medición de otras características(V_Z , Z_{ZT} , $\%/^\circ\text{C}$).

Z_{ZT} y Z_{ZK} : Impedancia de Zener: Se puede indicar en dos puntos distintos de la curva, Z_{ZT} se mide para la corriente de prueba I_{ZT} dentro de la zona de ruptura y el otro en la zona del codo para la corriente de codo I_{ZK} . La impedancia del Zener se mide mediante una corriente altera de 60Hz de un valor eficaz igual al 10% de la corriente de Zener (I_{ZT} o I_{ZK}) la que a su vez se superpone con I_{ZT} o I_{ZK} .

$\%/^\circ\text{C}$ Coeficiente térmico: Es la variación porcentual de la tensión de ruptura en función de la temperatura o sea por ciento por cada grado centígrado de variación. El signo de este coeficiente cambia cerca de los 5[V] y su magnitud se aproxima a cero, esto se debe a que las causas que generan la tensión de ruptura son distintas en un caso y otro. Se trata del efecto Zener y el efecto de avalancha respectivamente.

6-7-3 Diseño de un regulador con Zener.

Ejemplo N° 5

En el siguiente ejemplo se plantea el diseño de un regulador con Zener cuya tensión de salida sea de 5,1[V]. Se sabe que la fuente primaria es de 14,5[V] varía su salida de $V_{i\min} = 14[V]$ a $V_{i\max} = 15[V]$ y la corriente en la carga varía entre $I_{L\min} = 20[mA]$ a $I_{L\max} = 40[mA]$.

Resolución: De la hoja de datos de la figura N°6-24 se selecciona el Zener 1N5231B de $V_z = 5,1[V]$ y $P_{z\max} = 500[mW]$ que con un factor de seguridad de dos (Ec.6.55) baja a 250[mW].

Se propone utilizar la misma corriente de prueba I_{zT} para asegurar el valor de la V_z por lo que $I_{z\min} = 20[mA]$ y además para la misma corriente de prueba se tiene que $R_z = 17[\Omega]$

De la Ec. 6-49 se puede calcular la R_s max como:

$$R_{s\max} = \frac{V_{i\min} - V_z}{I_{z\min} + I_{L\max}} = \frac{14[V] - 5,1[V]}{20[mA] + 40[mA]} = 148[\Omega] \Rightarrow \text{valor comercial } 150[\Omega]$$

Con el fin de calcular la máxima potencia disipada por el Zener se puede utilizar la Ec. 6-51 para obtener previamente la $I_{z\max}$.

$$I_{z\max} = \frac{V_{i\max} - V_z}{R_{s\max}} - I_{L\min} = \frac{15[V] - 5,1[V]}{0,150[K\Omega]} - 20[mA] = 46[mA]$$

A partir de la $I_{z\max}$ se puede obtener mediante la Ec. 6-50 la máxima potencia que disipará el diodo.

$$P_{z\max} = I_{z\max} \cdot V_z = 46[mA] \times 5,1[V] = 234[mW] \Rightarrow \text{se cumple que } \frac{P_{z\max}}{2} > P_{z\max}$$

De la Ec. 6-53 calcula la potencia disipada por la resistencia:

$$P_{R_s} = \frac{(V_{i\max} - V_z)^2}{R_s} = \frac{(15[V] - 5,1[V])^2}{0,15[K\Omega]} = 653[mW] \Rightarrow \text{valor comercial } 1[W]$$

6-7-4 Los factores de calidad del regulador Zener.

Existirán dos causas que provocan la variación de V_i : la red y el ripple. Se supondrá que a la salida del filtro del rectificador la V_i varía en $\Delta V_{\text{ripple}} = 15[V] - 14[V] = 1[V]$ por efecto del ripple y que a su vez la red se mantiene constante en el valor nominal. Además para V_z próximo a 5[V] el coeficiente térmico es aproximadamente 0[%/°C].

La figura N°6-32 se representa el circuito regulador de la figura N°6-29 con el Zener equivalente, en la cual se pasará la fuente $V_z = 0[V]$ para analizar el efecto de las variaciones.

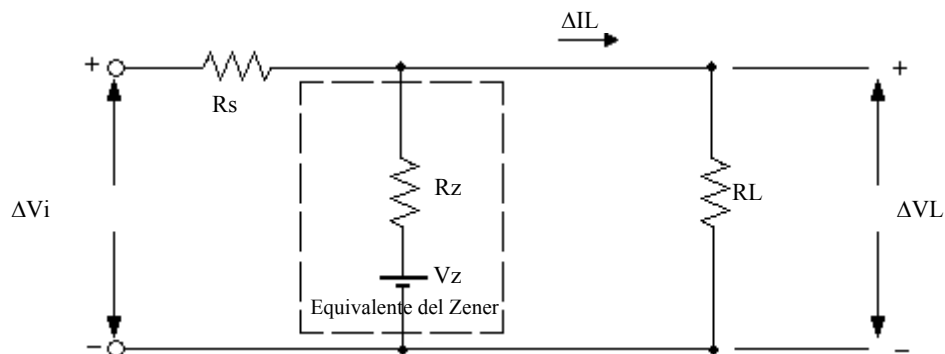


Figura. N° 6-32
Circuito para el análisis de los factores de calidad

6-7-4a Efecto del ripple del rectificador.

Si en la figura N°6-32 se supone que $\Delta I_L = 0$ y $\Delta V_L \neq 0$ el efecto de las variaciones de V_i se podrá determinar mediante la Ec.6-56.

$$\Delta V_L = \frac{R_z // R_L}{R_z // R_L + R_s} \Delta V_i \quad \text{Ec. 6-56}$$

Por lo tanto

$$\Delta V_{L\text{ripple}} = \frac{17[\Omega] // 127,5[\Omega]}{17[\Omega] // 127,5[\Omega] + 150[\Omega]} \times 1[V] = \frac{15}{165} \times 1[V] = 0.0909[V]$$

6-7-4b Regulación de carga.

De la figura N°6-32 el efecto sobre V_L debido a la variación de la corriente de carga $\Delta I_L = I_{L\text{max}} - I_{L\text{min}}$ se puede determinar mediante la Ec.6-57, suponiendo $\Delta V_i = 0$.

$$\Delta V_L = (R_z // R_s) \times (I_{L\text{max}} - I_{L\text{min}}) \quad \text{Ec. 6-57}$$

$$\Delta V_L = -17[\Omega] // 150[\Omega] \times (40[mA] - 20[mA]) = -0.3[V]$$

6-7-4c Resistencia de salida.

La resistencia de salida se define como la resistencia de Thevenin vista desde la carga. De la figura N°6-57 se puede deducir que (Ec.6-58) será R_{sal} :

$$R_{sal} = R_s // R_z = 15[\Omega] \quad \text{Ec. 6-58}$$

6-7-5 Regulador lineal paralelo con realimentación.

Mediante el uso de realimentación negativa es posible mejorar sensiblemente los factores de calidad del regulador. El diagrama de la figura N°6-33 reproduce el esquema de la figura N°6-25 a la que se le ha adicionado un bloque para la toma de muestra y una referencia (de tensión en este caso). De esta manera se incorpora el efecto de la realimentación al funcionamiento del regulador. Cuando se analice el funcionamiento de los reguladores serie de tensión se realizará un diagrama más completo y se examinará con más profundidad el su comportamiento con realimentación negativa.

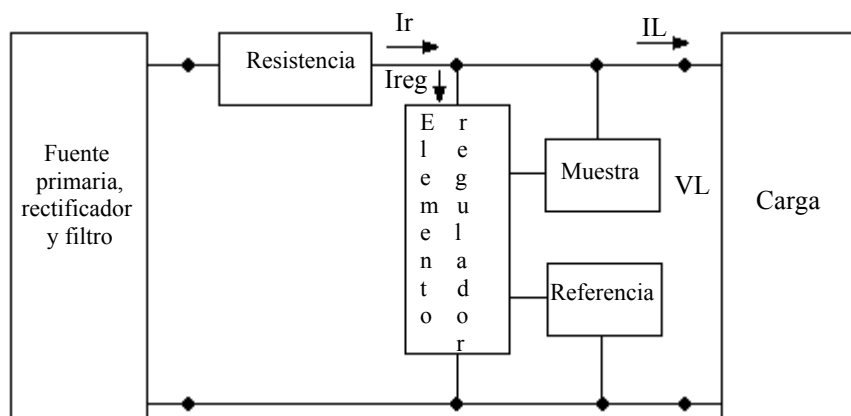


Figura. N° 6-33
Diagrama en bloque de una fuente en paralelo con realimentación

En la figura N° 6-34 se puede ver un circuito que utiliza un transistor bipolar como elemento regulador el que a su vez es controlado por un amplificador operacional que realiza la comparación entre la tensión de muestra y la de referencia.

El divisor resistivo compuesto por R_1 y R_2 toma una tensión V_m proporcional a la tensión de salida V_L , esta se aplica a la entrada no inversora de amplificador operacional (la que en este caso actúa como entrada inversora

por la presencia del transistor a la salida de A.O). Esta tensión V_m es comparada constantemente por el (A.O) con la tensión de referencia V_{ref} y en función de la tensión diferencial V_e la corriente por el transistor aumentará o disminuirá de acuerdo a la necesidad de la corriente de carga. De esta manera se mantendrá constante la corriente I_s por R_s y por lo tanto la tensión a la salida de la fuente V_L . En este análisis se desprecia el efecto de la corriente I_2 por R_2 porque es de valor muy reducido comparado con I_c e I_L .

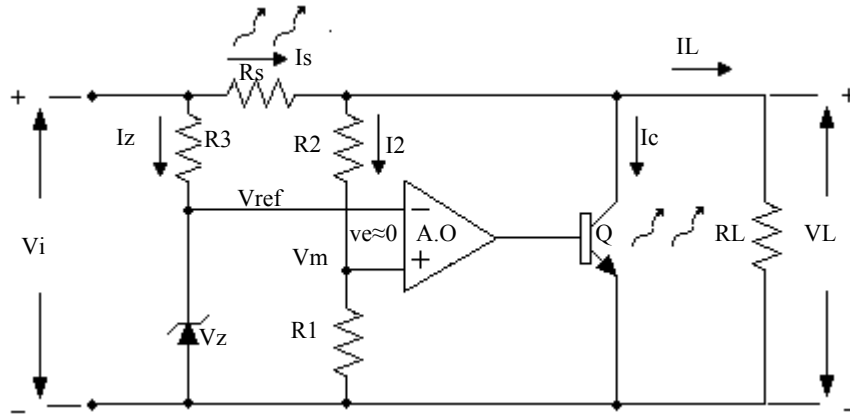


Figura. N° 6-34
Circuito básico de un regulador de tensión paralelo

La tensión de salida V_L en este regulador estará fijada entonces por la tensión de referencia V_z del diodo Zener, el cual se encuentra polarizado con una corriente fija dado que la carga ofrecida por la entrada inversora de (A.O) es despreciable. Si se considera al (A.O) como ideal se puede suponer que $v_e \approx 0$ y por lo tanto la tensión de salida V_L será:

$$V_L = V_z \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad \text{Ec. 6-59}$$

La corriente que circula por R_s se puede determinar por la Ec. 6-60

$$I_s = \frac{V_i - V_L}{R_s} \quad \text{Ec. 6-60}$$

Si en la figura N°6-34 se desprecia la corriente que circula por la R_2 por ser muy pequeña, la relación de las corrientes de colector del transistor I_c , la corriente de carga I_L y la (I_s) por la resistencia R_s será (Ec.6-61):

$$I_c \approx I_s - I_L = I_s - \frac{V_L}{R_L} \quad \text{Ec. 6-61}$$

Como la tensión V_{ce} de trabajo del transistor será V_L la potencia máxima disipada por este P_{cmax} estará determinada por la máxima corriente de colector I_{cmax} :

$$I_{cmax} = I_{cmin} + (I_{Lmax} - I_{Lmin}) \quad \text{Ec. 6-62}$$

Luego la P_{cmax} estará dada por:

$$P_{cmax} = I_{cmax} \times V_L \quad \text{Ec. 6-63}$$

6-7-6 Análisis de un circuito práctico de regulador lineal paralelo

A continuación se realizará el análisis de un regulador paralelo completo que utiliza como fuente primaria el rectificador de onda completa diseñado en el capítulo anterior. Las características de mismo son: $V_{ldc} = 12[V]$, $I_{ldc} = 0,45 [A]$ y $V_{zp-p} = 1,2 [V]$.

Ejemplo N° 6

En el circuito de la figura N° 6-35 se pide: a) Realizar el análisis circuital para determinar: a1) Punto de trabajo de la referencia de tensión (I_z y V_z) a2) Tensión de salida sobre la carga (V_{Lmax} y V_{Lmin}) de acuerdo al margen de ajuste que permite el circuito alrededor de su valor nominal de V_L . a3) Potencia máxima disipada por el transistor (P_{cmax}). Se recomienda valerse de las hojas de datos respectivas de cada dispositivo disponible en los respectivos anexos al final de la parte II.

b) Mediante la herramienta de simulación disponible se solicita: b1) verificar la condiciones de V_{Lmax} y V_{Lmin} calculadas en el punto (a) b2) Comparar el ripple sobre el capacitor del filtro y sobre la carga para $I_{Lmax} = 300[mA]$. b3) Variar la tensión del secundario V_s en $\pm 20\%$ y observa la variaciones (si las hubiere) en la tensión de salida, V_L . b4) Manteniendo constante la tensión de línea variar la corriente de carga entre $I_{Lmax} = 350 [mA]$ e $I_{Lmin} = 0 [mA]$ y observar la variaciones (si las hubiere) en la tensión de salida V_L nominal.

Se fija como valor nominal de la tensión de salida $V_L = 8 [V]$ y la corriente de carga variará salvo indicación contraria entre $I_{Lmax} = 300[mA]$ e $I_{Lmin} \approx 0$

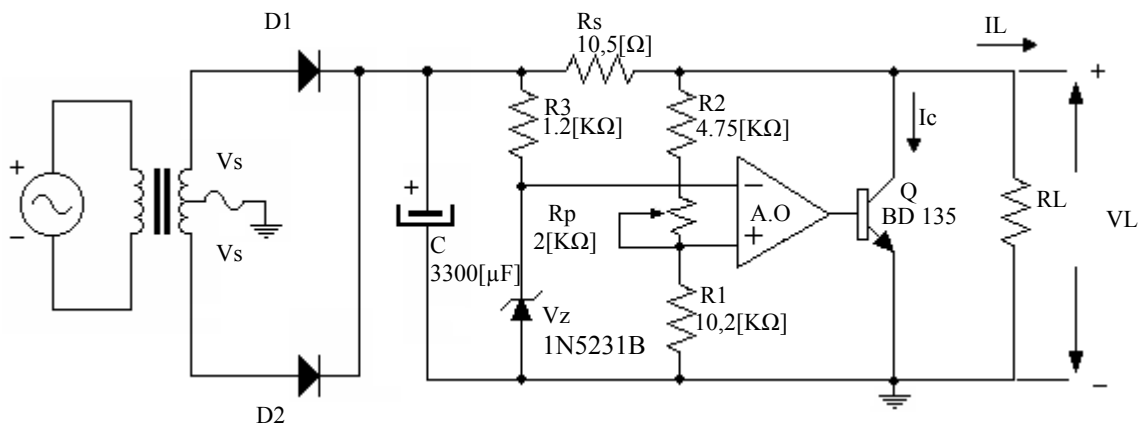


Figura. N° 6-35
Circuito para el análisis de los factores de calidad

El circuito rectificador con filtro por entrada capacitiva es el que se diseñó en el apartado 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 del rectificador (V_r): $1,2[V]$

6-7-6 a Resolución del análisis.

a1) De la hoja de datos del diodo Zener 1N5231B se tiene que $V_z = 5,1[V]$ y si se considera que el AO no carga al diodo, la corriente de zener será:

$$I_z = \frac{V_{i\min} - V_z}{R_3} = \frac{11,4[V] - 5,1[V]}{1,2[\Omega]} = 5,25[mA]$$

a2) De la Ec 6.59 se puede calcular el alcance del ajuste de la tensión de salida alrededor de $8[V]$ como

$$V_{L\max} = V_z \frac{R_1 + R_2 + R_{p\max}}{R_1} = 5,1[V] \frac{10,2[K\Omega] + 4,75[K\Omega] + 2[K\Omega]}{10,2[K\Omega]} = 8,475[V]$$

Para el caso de V_{Lmin} será

$$V_{L\min} = V_z \frac{R_1 + R_2 + R_{p\min}}{R_1} = 5,1[V] \frac{10,2[K\Omega] + 4,75[K\Omega] + 0}{10,2[K\Omega]} = 7,475[V]$$

a3) La potencia máxima disipada en el colector E_c 6-63 del transistor P_{cmax} se dará para la tensión nominal de salida V_L y la máxima corriente a través del mismo I_{cmax}

$$P_{cmax} = I_{cmax} \times V_L = 0,310[A] \times 8[V] = 2,48[W]$$

6-7-6b Análisis por simulación.

b1) En la figura 6-36 se puede observar los valores de V_{Lmax} y V_{Lmin} los cuales coinciden con bastante aproximación a los calculados mientras que los niveles de ripple se mantienen iguales considerando el cambio de escala.

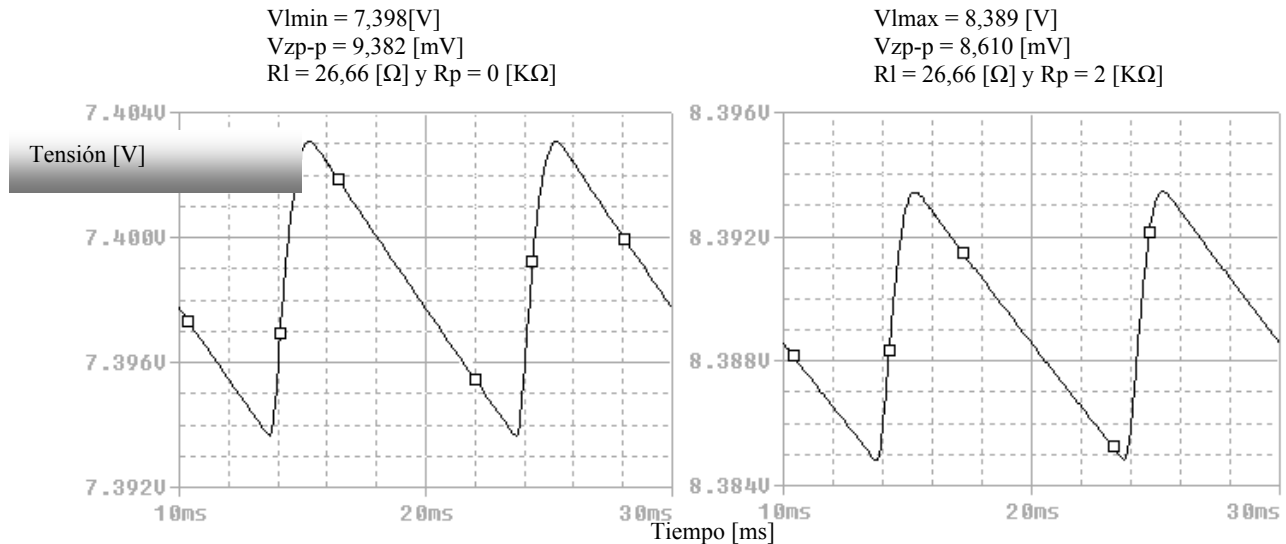


Figura. N° 6-36

Valores de V_{Lmax} , V_{Lmin} y los respectivos ripples

b2) En la figura N° 6-37 se puede apreciar el efecto del regulador sobre el nivel de ripple. El mismo resulta atenuado más de cien veces.

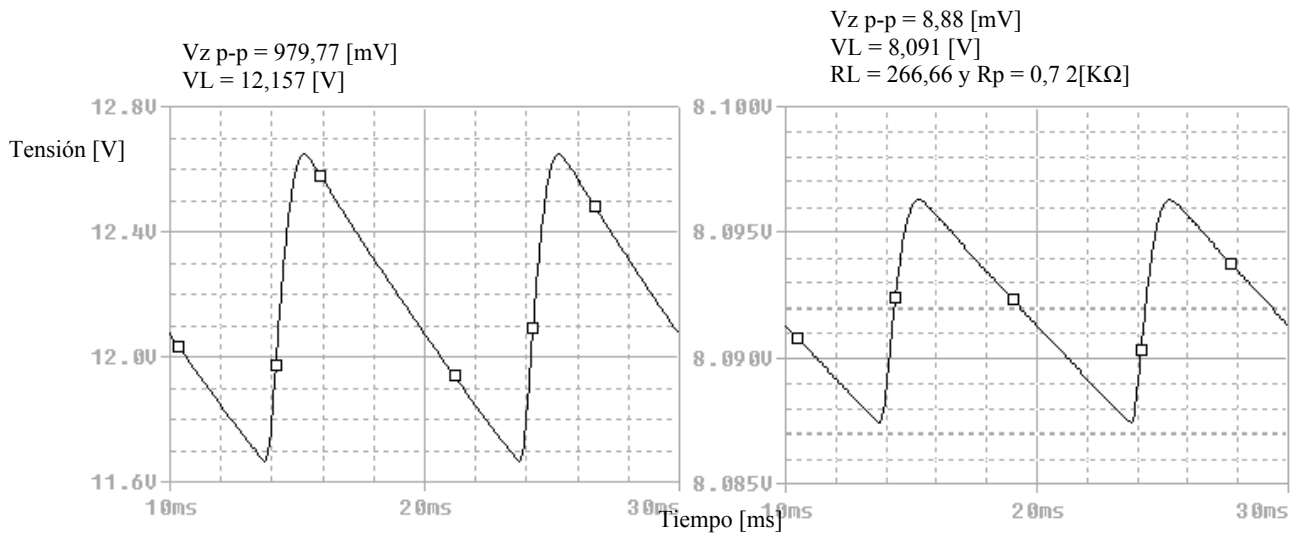


Figura. N° 6-37

Efecto de la regulación sobre el ripple

b3) Variando la tensión del secundario V_s en un $\pm 20\%$ se tiene: $V_{smax} = 16,32 [V]$ y $V_{smin} = 10,88 [V]$. De estas condiciones y para $R_L = 26,66[\Omega]$ se obtiene : $V_{Lmax} = 8,011[V]$ y $V_{Lmin} = 6,891 [V]$

b4) De la simulación para $R_{Lmin} = 20 [\Omega]$ resulta $I_{Lmax} \approx 400 [mA]$ y $R_{Lmax} = 10 [k\Omega]$ resulta $I_{Lmin} \approx 0,8 [mA]$. De esta condiciones se obtiene $V_{Lmin} = 7,79 [V]$ y $V_{Lmax} = 7,993 [V]$ respectivamente.

6-8 Regulador lineal serie de tensión.

En esta configuración el elemento regulador es un transistor del tipo bipolar o MOS, el cual debe ser capaz de soportar la diferencia de tensión entre la salida y la entrada ($V_0 - V_i$) entregando la corriente requerida por la carga desde su valor mínimo I_{Lmin} al máximo I_{Lmax} .

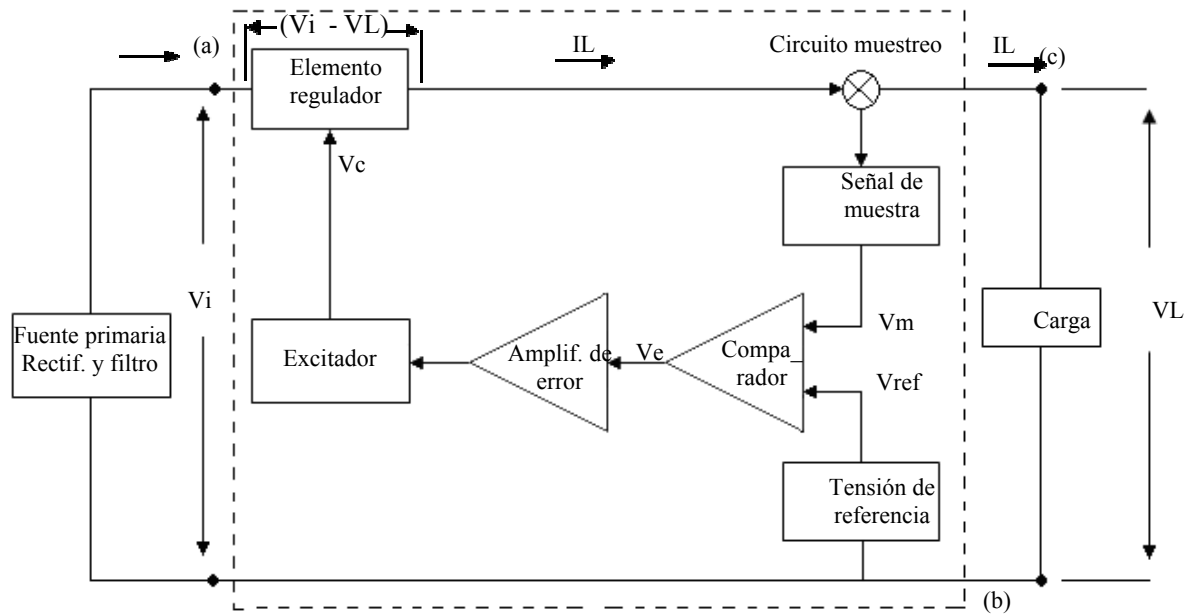


Figura. N° 6-34
Diagrama en bloque de una fuente de tensión regulada en serie

Esto último implica que la potencia disipada por este elemento será mayor cuanto mayor sea la carga ya que si se supone que la tensión continua de entrada varía muy poco la tensión entre los terminales de colector emisor del transistor varía poco y por lo tanto su disipación aumentará con el incremento de la corriente de carga. Por esta razón en estos elementos es muy frecuente el uso de disipadores para ayudar a la eliminación en forma de calor del exceso de energía.

El diagrama en bloques del regulador encerrado por la línea de trazo de la figura N° 6-34 pretende ser lo más completo posible pudiendo en la práctica integrar uno o más de estos bloques o funciones en un bloque.

Su funcionamiento al igual que el regulador paralelo se basa en el concepto de realimentación negativa. Como se puede ver, en el diagrama de la figura N° 6-34 se toma una muestra V_m de la tensión de salida regulada V_L . Esta señal de muestra una vez acondicionada se compara con la tensión de referencia V_{ref} generada internamente por el regulador con el fin de obtener una señal de error V_e que será proporcional a la variación de V_L respecto al valor deseado. Esta señal de error puede ser amplificada y aplicada a través de un excitador al elemento regulador el cual ajusta la tensión de salida V_L al valor correcto aumentando o disminuyendo la caída de tensión a los bornes del elemento regulador ($V_i - V_L$) según sea necesario.

6-8-1 Regulador lineal serie de tensión discreto.

En el circuito de la figura N° 6-35 se puede observar un regulador lineal serie básico construido con elementos discretos.

En el mismo se pueden identificar los elementos que cumplen las distintas funciones descritas en el diagrama en bloque de la figura N° 6-34. El bloque de muestreo es el circuito serie de R_2 y R_1 , mientras que la referencia de tensión es el diodo Zener D_z alimentado a través de R_3 . El transistor Q_1 cumple la función de comparar la tensión presente en su base (V_m) con respecto a la tensión de su emisor (V_{ref}) y en función de esta comparación (V_e) actuará (excitador) sobre la base del (elemento serie) Q_1 con el fin de lograr el ajuste deseado en la tensión de emisor (V_L).

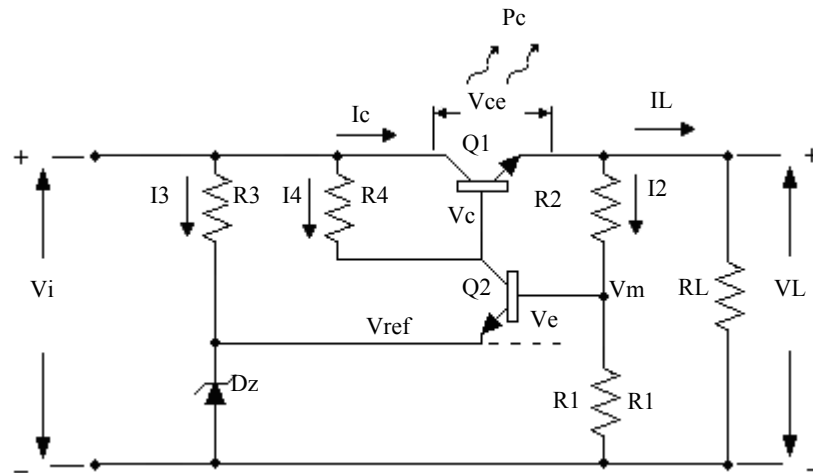


Figura. N° 6-35
Circuito básico de un regulador discreto de tensión tipo serie

Ante un intento de cambio en la tensión de salida VL se produce una tensión de realimentación que se opone al cambio original. Si se supone que la tensión de salida se incrementa, entonces, la tensión en la base de Q1 también se incrementa. A su vez, esto provoca la reducción de la tensión en el colector de Q1 y por lo tanto en la base de Q2. Como el transistor Q2, está conectado como seguidor de emisor, la tensión de salida seguirá a la de bases y se reducirá.

De la misma manera, si la tensión de salida VL cae por debajo de su valor normal la realimentación invertirá el sentido de variación del caso anterior y de esta manera aumentará la tensión de salida. Nuevamente el sistema dará una tensión de retorno que se opondrá al cambio original en la tensión de salida.

Se ve claramente que este proceso es de realimentación negativa y por lo tanto tiende a mantener la tensión de salida constante en el valor regulado la cual suele ser llamada tensión nominal.

6-8-1a Análisis del funcionamiento del regulador serie.

Tensión nominal de salida (VL): Para el cálculo de la tensión de salida se debe considerar que la corriente de base del Q2 es despreciable frente a la I2 o sea $I2 \gg Ib2$. De esta manera para la tensión de salida nominal se tendrá la Ec 6-64.

$$I1 = \frac{Vz + Vbe}{R1} \approx I2 \quad \text{para } I2 \gg Ib2$$

Ec. 6-64

Luego la tensión de salida Ec 6-65 se puede obtener a través del divisor de tensión R1 y R2.

$$VL = I2(R2 + R1) = \frac{Vz + Vbe}{R1} (R2 + R1)$$

O sea

$$VL = (Vz + Vbe) \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

Ec. 6-65

Potencia disipada (Pc): Otro parámetro a determinar es la potencia disipada por el transistor Q1. Dado que en este tipo de regulador el transistor serie es el encargado de disipar la energía sobrante entregada por la fuente primaria.

Como se sabe la potencia disipada en el colector Ec 6-66 es:

$$Pc = Ic \times Vce$$

Ec. 6-66

Pero se puede suponer que:

$$V_{ce} = V_{in} - V_L \quad \text{y que para } I_2 \ll I_L \text{ se tendrá } I_c \approx I_L$$

De donde la V_{ce} estará dada por la Ec 6-67.

$$P_c = I_L \times (V_{in} - V_L) \quad \text{Ec. 6-67}$$

Rendimiento: El rendimiento en este regulador se define (Ec 6-68) como la relación entre la potencia suministrada por la fuente primaria P_{in} y la disipada en la carga P_L .

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}} 100\% \quad \text{Ec. 6-68}$$

Luego si se supone que $I_c \approx I_L$ se puede hacer (o sea $I_2 \ll I_L$ e $I_4 + I_3 \ll I_c$).

$$P_L = V_L \times I_L \quad \text{y } P_{in} = V_{in} \times I_L$$

La expresión de rendimiento será (Ec 6-69):

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}} \% \approx \frac{V_L}{V_{in}} 100\% \quad \text{Ec. 6-69}$$

Esto último significa que si la diferencia de potencial (**tensión diferencial**) entre la entrada y la salida ($V_{ce} = V_{in} - V_L$) es nula el rendimiento será ideal 1 o en porcentaje 100%, pero esto es imposible dado que los transistores necesariamente requieren de una tensión mínima entre colector y emisor que les permita trabajar. Por esta razón el rendimiento nunca será el ideal. Más adelante se verá que esta **tensión diferencial** es especificada en la hoja de datos de los reguladores lineales integrados.

6-8-2 Regulador lineal serie de tensión con amplificador operacional. (Análisis con realimentación negativa)

En el circuito de la figura N° 6-36 se muestra el uso de un amplificador operacional como dispositivo de control del transistor de paso Q. Dicho transistor es el elemento regulador y suministra la corriente a la carga I_L la cual es producto de la corriente de salida del AO amplificada por el transistor.

El uso del AO mejora la regulación dado que la tensión de error V_e entre las entradas es prácticamente cero, lo que permite definir y regular con precisión la tensión de salida V_L . Si la tensión de salida (V_L) trata de aumentar, aumenta la realimentación de tensión (V_m) en la entrada inversora del amplificador. Esto disminuye la tensión en su salida y la tensión en la base (V_c) del transistor de paso compensando el intento de aumento en la tensión de salida (V_L). Por otra parte si la tensión de salida trata de disminuir, disminuye la tensión de realimentación en el operacional y aumenta la tensión en la base del transistor de paso, con lo que se compensa casi completamente este intento de disminución en la tensión de salida.

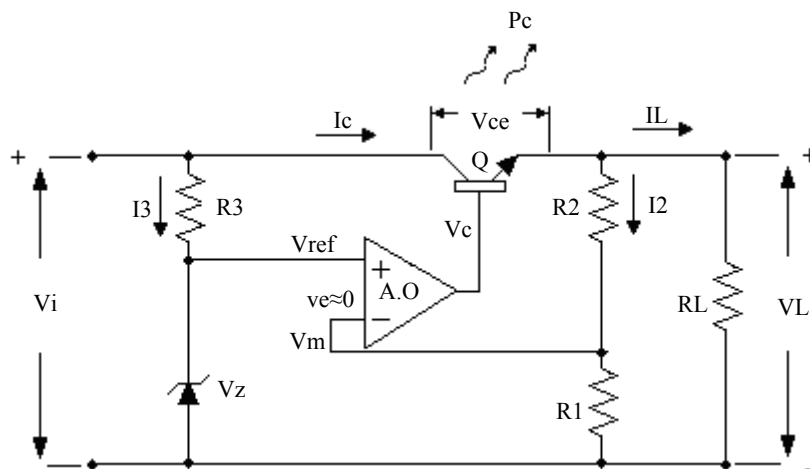


Figura. N° 6-36

Circuito básico de un regulador de tensión serie con amplificador operacional

El funcionamiento del circuito descrito arriba es un claro caso de realimentación negativa utilizada para estabilizar el parámetro de salida del circuito (V_L). Si se compara el diagrama en bloques de la figura N°6-34 y el circuito de la figura N°6-36 se pueden hacer las siguientes asociaciones: 1) el divisor formado por R_1 y R_2 con

el bloque de muestra definida como la red β . 2) el conjunto R3 y el diodo Zener (V_z) como bloque de referencia y 3) el conjunto amplificador operacional AO mas el transistor de paso con el comparador, amplificador de error, excitador, amplificador de error y el elemento regulador cuya ganancia total A_v es prácticamente la de amplificador operacional.

En función de lo expuesto la tensión de salida de la figura N°. 6-34 será.

$$V_L = A_v \times (V_{ref} - V_m) = A_v \times (V_{ref} - \beta V_L) \quad \text{Ec. 6-70}$$

Despejando V_L de la Ec 6-70 se obtiene la ecuación Ec. 6-71 de realimentación negativa definida para la topología de un amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla serie.

$$V_L = V_{ref} \times \frac{A_v}{1 + A_v \beta} \quad \text{Ec. 6-71}$$

Reemplazando β por el divisor de la figura N°. 6-36.

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{Ec. 6-72}$$

y obtiene la Ec. 6-73.

$$V_L = V_{ref} \times \frac{A_v}{1 + A_v \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{A_v \frac{R_1}{R_1 + R_2}}} \quad \text{Ec. 6-73}$$

Finalmente considerando que $A_v \gg 1$ se obtiene la Ec. 6-74 de la tensión de salida

$$V_L \approx V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad \text{Ec. 6-74}$$

Como se puede observar el amplificador operacional se encuentra montado en una configuración no inversora en la cual la tensión del diodo Zener (V_z) sería la tensión de entrada. Por esta razón la expresión de la tensión de salida resulta ser la Ec 6-74 que es casi la misma que para el regulador de la Figura 6-35, excepto que la alta ganancia de tensión del amplificador operacional elimina el efecto de la tensión de base V_{be} y posibilita gran precisión a la Ec. 6-74.

6-8-2a Diseño de un regulador serie con amplificador operacional.

A continuación se realizará el diseño de un regulador serie de tensión completo que utiliza como fuente primaria el rectificador de onda completa con 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° 7

Se solicita diseñar un regulador con las siguientes características:

Tensión de salida $V_L = 5[V]$

Margen de ajuste de $V_L = \pm 0,5[V]$

Corriente de carga nominal $I_L = 200[mA]$

Margen de variación de $\Delta I_L = \pm 20[mA]$

Ripple menor que $V_{rp-p} = 50[mV]$

Circuito propuesto:

Se plantea el circuito de la figura N° 6-36 se trata de un regulador serie básico en el cual se alimenta al AO con fuente única.

Diseño de la referencia

Se puede comenzar calculando la referencia de tensión. Para ello se puede seleccionar un diodo Zener de la tabla de la figura N° 6-31. Se elige por su tensión de Zener el diodo 1N5229B con una tensión nominal $V_Z = 4,3[V]$, impedancia en zona de trabajo de Zener $Z_{ZT} = 22[\Omega]$ y coeficiente térmico $CT = +0,055 [\% / ^\circ C]$. Estas características del diodo Zener garantizarán valores adecuados del divisor R1 y R2, bajo ripple y además buena estabilidad térmica de la tensión de salida.

Si en la Ec. 6-49 se supone que la corriente de carga es cero (por ser la entrada del A.O en el cual $I_B \approx 0$) esto implica que $I_L = 0$ e I_Z se fija en un valor elegido para este caso en $5[mA]$.

$$R3_{\max} = \frac{V_{i\min} - V_Z}{I_Z} = \frac{11,4[V] - 4,3[V]}{5[mA]} = 1,42[K\Omega] \text{ valor comercial } 1,40[K\Omega] \text{ } 1\%$$

Para estas condiciones de funcionamiento del Zener de la simulación surge que la tensión de zener será $V_Z \approx 4,2[V]$

Diseño del divisor

Para el diseño del divisor de tensión R1 y R2 de la figura N° 6-37 (por ser la entrada del A.O la $I_B \approx 0$). Sería suficiente con drenar por el divisor una corriente I_2 del orden de $1[mA]$ y suponer que $I_2 = I_1$.

De donde el valor para R1 sería:

$$R1 = \frac{V_Z}{I_2} = \frac{4,2[V]}{1[mA]} = 4,2[K\Omega] \text{ valor comercial } 4,22[K\Omega] \text{ } 1\%$$

Como se ve en la figura N° 6-37 el resistor R2 mas el potenciómetro R_p podrá utilizarse para ajustar la tensión de salida.

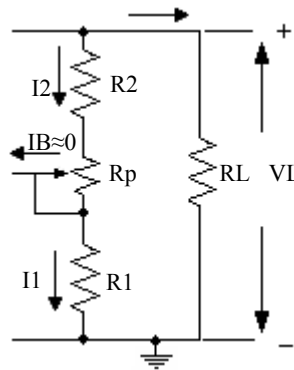


Figura. N° 6-37

Circuito divisor de tensión para el muestreo de la tensión de salida

Para lograr el ajuste entre $\pm 0,5[V]$ la R2 deberá variar desde un valor máximo para tensión de salida máxima ($V_{L\max}$) a un valor mínimo para tensión de salida mínima ($V_{L\min}$).

Osea:

$$R2_{\max} = \frac{V_{L\max} - V_Z}{I_2} = \frac{5,5[V] - 4,2[V]}{1[mA]} = 1,3[K\Omega]$$

$$R2_{\min} = \frac{V_{L\min} - V_Z}{I_2} = \frac{4,5[V] - 4,2[V]}{1[mA]} = 0,3[K\Omega] \text{ valor comercial } 0,301[K\Omega] \text{ } 1\%$$

Se puede optar por una resistencia $R2_{\min}$ fija de $301[\Omega]$ al 1% y un potenciómetro R_p multivuelta de $1[K\Omega]$ lineal para el caso de $R2_{\max} = R2_{\min} + R_p$.

Todas las resistencias calculadas disipan menos de $1/12 [W]$ por lo que se pueden seleccionar de esta disipación para todos los casos.

El valor que debe alcanzar R2 para obtener a la salida la tensión nominal de $5[V]$ se puede obtener despejando de la Ec.6-74. La tensión de salida nominal se obtendría Ec. 6-75 posicionando el potenciómetro multivuelta en medio de su recorrido.

$$R2 = \left(\frac{VL}{V_{ref}} - 1 \right) R1 = \left(\frac{5[V]}{4,2[V]} - 1 \right) 4,22[K\Omega] = 0,80[K\Omega] \quad \text{Ec. 6-75}$$

Una vez determinado el valor de las resistencias y diseñada la referencia se podrá determinar el efecto del ripple de la fuente primaria sobre la tensión de salida.

Para lograr esto se debe calcular la tensión de ripple presente sobre el diodo Zener utilizando la Ec.6-74 obtenida a partir del circuito equivalente del diodo Zener en la Ec. 6-56 considerando que la carga del Zener es despreciable.

$$V_{zpp} \approx V_{rpp} \times \frac{Z_{zT}}{R3 + Z_{zT}} \quad \text{Ec. 6-76}$$

La tensión de ripple sobre el diodo sería:

$$V_{zpp} \approx 1,2[V] \times \frac{0,022[K\Omega]}{1,40[K\Omega] + 0,022[K\Omega]} = 18,6[mV]$$

Pero de la simulación de la referencia para esas condiciones surge que la tensión de ripple es de $V_{zpp} = 7[mV]$ (por variar la Z_{zT} definida para $I_z = 20[mA]$ a los $5[mA]$ que en la práctica se usa).

De la Ec. 6-74 y del resultado de la simulación el ripple sobre la carga será:

$$V_{Lrpp} \approx V_{zpp} \times \frac{R1 + R2}{R1} = 7[mV] \times \frac{4,22[K\Omega] + 0,8[K\Omega]}{4,22[K\Omega]} = 8,33[mV]$$

Valor aceptable dado que disminuye a menos de la mitad el valor planteado en las condiciones de diseño.

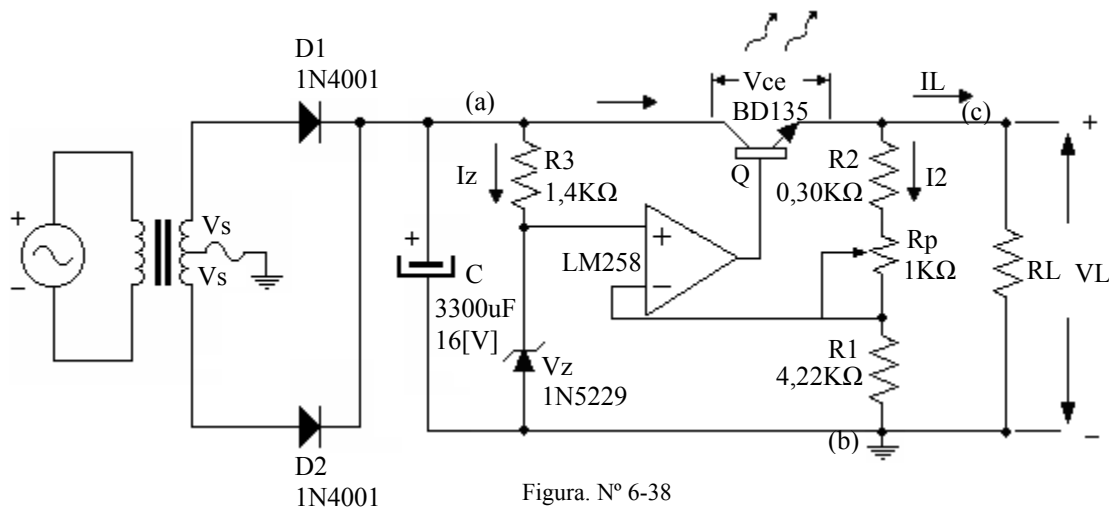


Figura. N° 6-38
Circuito con componentes seleccionados

Selección del transistor:

Para la selección de transistor se deben tener en cuenta principalmente los siguientes parámetros de trabajo del mismo: 1) Máxima tensión colector emisor (V_{cemax}), 2) Máxima corriente de colector (I_{cmax}) y 3) Máxima potencia a disipar por el colector (P_{cmax}).

Si se considera que $I_2 \ll I_L$ la corriente de colector máxima será aproximadamente la máxima de carga o sea:

$$I_{cmax} \approx I_{Lmax} = I_{Lnom} + \Delta I_L = 200[mA] + 20[mA] = 220[mA]$$

La tensión máxima entre colector y emisor (Ec. 6-77) se puede determinar a partir de la máxima tensión entregada por la fuente primaria (V_{ccmax}) y la mínima requerida por la carga (V_{Lmin}).

$$V_{cemax} = V_{ccmax} + V_{Lmin} \quad \text{Ec. 6-77}$$

Donde

$$V_{ccmax} = V_{Ldcc} + \frac{V_r}{2} = 12[V] + \frac{1,2[V]}{2} = 12,6[V]$$

$$V_{L\min} = V_{L\text{nom}} - \Delta V_L = 5[V] - 0,5[V] = 4,5[V]$$

Luego

$$V_{ce\max} = V_{cc\max} + V_{L\min} = 12,6[V] - 4,5[V] = 8,1[V]$$

La potencia máxima disipada en el colector del transistor ($P_{c\max}$) ver la Ec. 6-63, se dará para la tensión máxima de colector emisor y la máxima corriente a través del mismo.

$$P_{c\max} = I_{c\max} \times V_{ce\max} = 0,22[A] \times 8,1[V] = 1,78[W]$$

En función de las características requeridas se plantea usar el BD135 (ver hoja de datos en el anexo). El cual como se verá en el apartado N° 6-8-3 cumple ampliamente las prestaciones requeridas.

Selección del amplificador operacional

Cualquier AO de uso general es factible de ser usado. Para garantizar mayor calidad de la fuente de tensión de referencia se podría elegir un AO de tecnología FET pero si se desea utilizar solo una fuente se debe seleccionar un AO diseñado para trabajar con fuente simple, por lo cual, se optó por el LM 258A (ver hoja de datos en el anexo). De lo contrario si se desea utilizar otro AO se deberá contar con una fuente partida auxiliar.

El OA deberá ser capaz de suministrar una corriente máxima igual o superior a la máxima requerida por la base del transistor de paso cuando suministra la máxima corriente a la carga.

O sea

$$I_{oA.O\max} = \frac{I_{L\max}}{H_{Femin}} = \frac{0,22[A]}{40} = 5,5[mA]$$

Para esta punto ver en textos la diferencia entre Isink e Isource

Por otra parte el rango máximo de tensión de entrada del AO deberá exceder los el valor $V_{cc} - 1,5[V] = 12[V] - 1,5[V] =$

$$V_{cc} - 1,5[V] = 12[V] - 1,5[V] = 10,5[V]$$

Lo cual es aceptable dado que en este caso es $V_z = 4,3[V] < V_{cc} - 1,5[V] = 10,5[V]$

6-8-2b Simulación del circuito regulador serie de tensión.

En la figura N°6-39 se presenta el circuito completo con la carga normal de $22,7[\Omega]$ conectada.

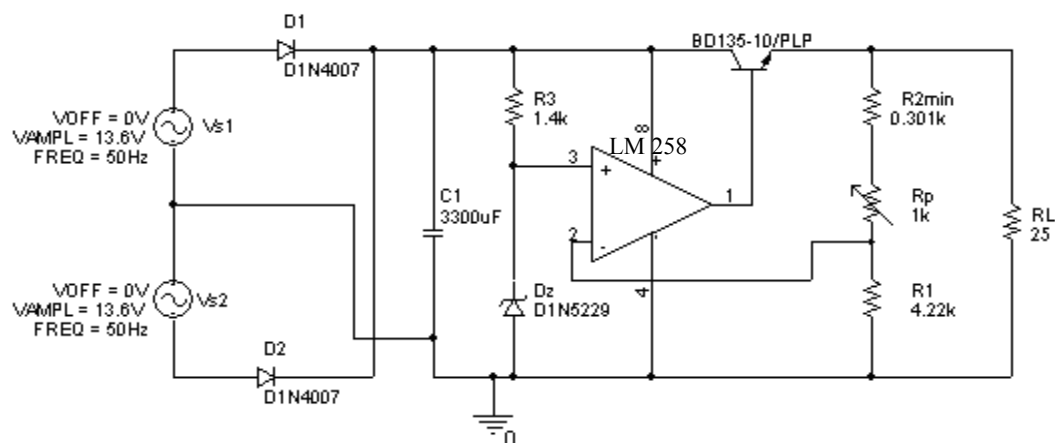


Figura. N° 6-39

Circuito con componentes seleccionados

Si en la simulación se fija el valor del potenciómetro en el 50% de su valor máximo (set Rp = 0,5 se obtienen con buena aproximación la tensión deseada a la salida de VL ≈ 5[V].

El valor del ripple coincide con el valor calcula a partir de la Ec N°6-76. En la simulación de la figura N° 6-41 se puede verificar que para el coeficiente de variación de Rp igual a uno (set Rp=1) la tensión de salida VL es máxima VLmax ≈ 5,5[V] y que para dicho coeficiente igual a cero (set Rp=0) la tensión de salida será igual a VLmin ≈ 4,5[V].

Se puede notar que a medida que se aumenta la tensión de salida VL aumenta levemente el ripple esto se debe al efecto de la resistencia interna de la fuente al aumentar la corriente por RL.

En algún caso puede ser necesario determinar el valor eficaz de la componente del ripple para ello se puede utilizar la Ec N° 6-47 que relaciona la tensión pico a pico medida en la simulación con dicho valor eficaz.

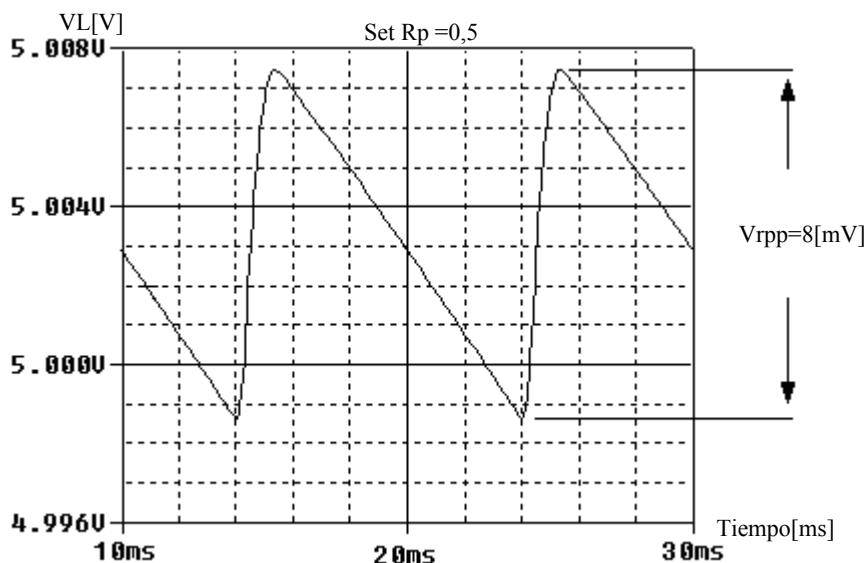


Figura. N° 6-40

Tensión de salida VL con ripple para set Rp=0,5

$$V_{efrip} = \frac{V_{rpp}}{3,464}$$

Ec. 6-78

$$V_{efrip} = \frac{8[mV]}{3,464} = 2,31[mV]$$

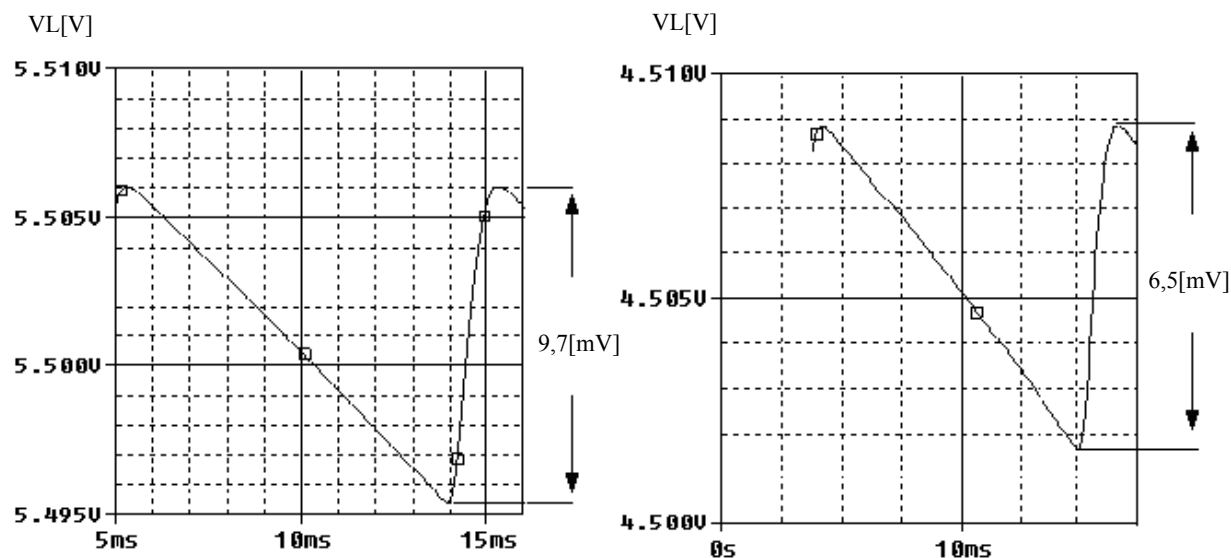


Figura. N° 6-41

Tensión de salida VL max. y VLmin con ripple

6-8 -3 Características técnicas de los transistores bipolares (BJT).

En este punto y con el fin de elaborar algún criterio de selección básico del dispositivo conviene repasar algunas características especificadas en las hojas de datos de los transistores de potencia. En el apéndice N° se dispone de la hoja de datos de la familia de transistores bipolar BD 135/137/139 que fue utilizado en los ejemplos del capítulo.

Del estudio de estos parámetros se llegará al principio de área de operación segura o también conocida por sus siglas en inglés SOA (Safe Operating Area). Este concepto como se verá permite visualizar solo en una gráfica $I_c = f(V_{ec})$ la zona dentro de la cual el diseñador tendrá permitido utilizar el transistor sin riesgo de ocasionar algún daño al mismo. Ec. 6-78

6-8 -3a Análisis de la hoja de datos del transistor de potencia.

Un primer grupo de parámetros establecen las limitaciones máximas del transistor para tensión, corriente, temperatura y potencia. Es aconsejable que al momento del diseño se fije la zona de trabajo lo más alejado posible de estos valores dado que con solo acercarlos a estos límites se puede ocasionar la disminución de la vida útil del dispositivo.

En este grupo de parámetros a menos que se indique lo contrario la temperatura de carcasa o encapsulado es $T_c = 25^\circ\text{C}$.

Tensión colector base V_{CBO} (Collector -Base Voltage)

Es la máxima tensión inversa entre los terminales de colector y base con el emisor en circuito abierto.

Tensión colector emisor V_{CEO} (Collector - Emitter Voltage)

Es la máxima tensión entre los terminales de colector y emisor con la base en circuito abierto.

Tensión emisor base V_{EBO} (Emitter -Base Voltage)

Es la máxima tensión inversa entre los terminales de emisor y base con el colector en circuito abierto.

Corriente de colector I_C (DC) (Collector Current (DC)).

Es el valor máximo de corriente continua que puede manejar el transistor asumiendo que no se excede la máxima potencia admisible para las condiciones de funcionamiento.

Corriente de colector I_{CP} (pulso o pico) (Collector Current (pulse - peak)).

Es el valor máximo de corriente pico que puede manejar el transistor siempre y cuando no se exceda la máxima potencia admisible para las condiciones de funcionamiento.

Corriente de base I_B (Base Current).

Es el valor máximo de corriente continua que puede manejar la base del transistor siempre y cuando no se exceda la máxima potencia admisible para las condiciones de funcionamiento.

Potencia disipada en colector P_C o P_D (para $T_C = 25^\circ\text{C}$) (Collector Dissipation) ($T_c = 25^\circ\text{C}$).

Es la máxima potencia que puede ser disipada por el colector del transistor sin problema con el encapsulado para una temperatura de $T_c = 25^\circ\text{C}$.

Potencia disipada en colector P_C o P_D (para $T_A = 25^\circ\text{C}$) (Collector Dissipation) ($T_A = 25^\circ\text{C}$).

Es la máxima potencia que puede ser disipada por el colector del transistor sin problema con el a una temperatura de $T_a = 25^\circ\text{C}$.

Temperatura de juntura T_J (Junction Temperature) .

Es la máxima temperatura que puede alcanzar la juntura del transistor (base y colector o emisor). Es importante garantizar que no exceda este valor dado que se puede producir la destrucción del dispositivo por un brusco aumento de los portadores en la juntura produciéndose la fusión de la misma. Dado que, hoy en día, el material usado en la fabricación de dispositivos es casi exclusivamente el silicio, el rango de valores de este parámetro está comprendido entre 150 y 200°C .

Temperatura de almacenamiento T_{STG} (Storage Temperature) .

Es el máximo rango de temperatura en el cual se puede operar el dispositivo. Fuera de este rango pueden ocurrir daños en el material utilizado en el dispositivo. Como se puede apreciar en el valor de este parámetro (ver

apendice N°.) que el rango de operación es normalmente amplio dentro de los límites de la temperatura de almacenamiento (para este caso BD 135/37/39 es de -55°C a 150°C)

Resistencia térmica $R_{th\ j-mb}$ (Thermal resistance junction to mounting base) . (de ON semic.)

Es la resistencia térmica entre la juntura y la base del montaje. El valor máximo de resistencia térmica se presenta normalmente bajo las mismas condiciones que determina el límite de la SOA. Para el BD 135 $R_{th\ j-mb} = 10\ ^\circ K/W$

Resistencia térmica $R_{th\ j-a}$ (Thermal resistance junction to ambient) . (de ON semic.)

Es la resistencia térmica entre la juntura y al ambiente de aire libre. Para el BD 135 $R_{th\ j-a} = 100\ ^\circ K/W$

El siguiente grupo de parámetros definen lo que se denominan las características eléctricas del dispositivo que también están especificados para $T_c = 25^\circ C$

Tensión colector emisor sus $V_{CEO}(sus)$ (Collector – Emitter Sustaining Voltage)

Es la tensión entre los terminales de colector y emisor que el transistor puede soportar por un tiempo especificado, a una temperatura y con un circuito específico es decir en este caso con la base en circuito abierto. Este valor está medido a una corriente de colector especificada ($I_c = 30\ mA$) y (como se verá en el párrafo siguiente) al límite del área de operación segura (SOA).

Corriente de corte de colector I_{cB0} (Collector cut off Current) .

Parámetro que caracteriza el diodo base colector que se mide con el terminal de emisor a circuito abierto.

Corriente de corte de emisor I_{EB0} (Emitter cut off Current) .

Parámetro que caracteriza el diodo base emisor que se mide con el terminal de colector a circuito abierto.

Finalmente dentro de los que se denominan característica típicas (Typical Characteristics) se suelen especificar, entre otros, dos gráficos de utilidad a la hora del diseño con transistores de potencia altas y medias.

Potencia disipada en función de la temperatura de carcasa (Power derating)

A menudo el fabricante provee curvas de disipación de calor en función de la temperatura como las de la figura N° 6-42 del apéndice N°... Esto se hace con el fin de facilitar los cálculos del disipador de calor necesario.

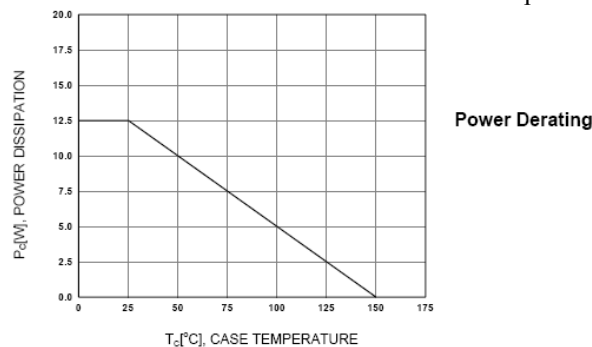


Figura. N° 6-42
Curva de potencia disipada en función de T_c

Área de operación segura SOA (Safe Operating Area)

Es una gráfica de corriente de colector en función de la tensión colector emisor en la que se muestra la zona dentro de la cual el dispositivo funciona con garantía de no sufrir daños. En el **apéndice N°....** se puede ver esta gráfica en la figura N°4 y en el texto se presenta como figura N° 6-43..

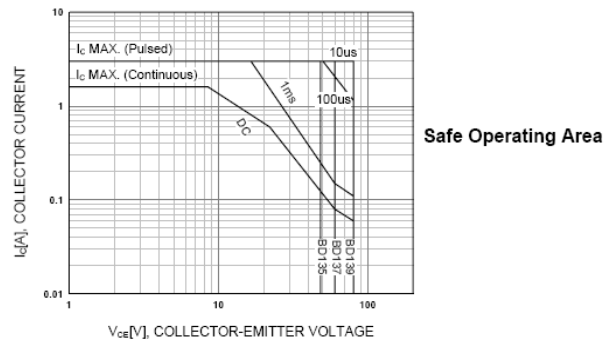


Figura. N° 6-43
Gráfica de área de operación segura (SOA)

Dada la importancia de estos dos últimos gráficos a continuación se verán dos apartados en los cuales se analizarán con un poco mas de profundidad la teoría y la aplicación de cada uno de ellos. En el caso de disipadores se aclara que se verán solo las herramientas básicas y necesarias para el desarrollo del tema dado que este tópico se verá con más profundidad en el correspondiente curso de tecnología electrónica.

6- 8-3b Disipadores de calor.

Como es sabido la circulación de corriente a través de un transistor y la caída de tensión entre los terminales de emisor y colector genera una potencia que se manifiesta internamente en forma de calor, el que a su vez, puede llegar a dañar al dispositivo. Este calor produce un aumento en la temperatura de juntura del transistor T_j la cual no deberá superar el valor máximo especificado en la hoja de datos.

Una manera de aumentar la potencia máxima que puede disipar un transistor consiste en deshacerse con mayor rapidez del calor interno. Este es el propósito de un disipador de calor. Si se aumenta el área superficial de encapsulado del transistor, se permite que el calor se escape fácilmente hacia el aire circundante. En general casi todos los tipo de transistores pueden ser utilizado con disipadores, especialmente diseñados para el tipo de encapsulado que se trate. Se deberán tomar las medidas de aislación eléctrica para el caso de aquellos transistores de potencia que suelen traer el colector conectado a la carcasa con el fin de favorecer el rápido transito del calor hacia el exterior (separadores de mica, teflón etc)

En todo este proceso la idea fundamental es que el calor abandone el transistor con la mayor rapidez, lo que implica que el transistor es capaz de disipar una mayor potencia a la misma temperatura ambiente. Sin importar la clase de disipador de calor que se emplee, el objetivo es reducir la temperatura del encapsulado, ya que tal logro hará que descienda la temperatura interna del transistor.

La circulación del calor y la resistencia térmica.

Cuando el calor pasa a través de un cuerpo o de un cuerpo a otro, lo hace con mayor o menor facilidad. Esto podría representarse (por analogía con la ley de Ohm) como una cierta resistencia térmica. De este modo cuando un cuerpo es buen conductor del calor su resistencia térmica es baja; y por ejemplo cuando el contacto entre la carcasa del transistor y el disipador no es bueno la resistencia térmica puede ser mayor que lo deseable. Este fenómeno de traslado del calor desde un punto de alta temperatura hasta uno de menor temperatura se denomina “conducción” y se da en los cuerpos sólidos. En la práctica durante la conducción del calor hasta el ambiente se pueden encontrar en general tres resistencias térmicas dependiendo esta cantidad del número de cuerpos que deba atravesar el flujo de energía. Estas son la ya vista del transistor “ $R_{th j-mb}$ resistencia térmica juntura - base de montaje (que puede ser la carcasa), la de elementos aislantes eléctricos y separadores $R_{th mb-h}$ resistencia térmica base de montaje – disipador (heatsint) y la del disipador $R_{th h-a}$ resistencia térmica disipador – ambiente.

Como se puede observar en la figura N°6-44 esta resistencias se ubican es serie entre ellas, formando un circuito térmico serie (para este caso) que tiene una buena analogía con un circuito eléctrico al que se puede aplicar en forma análoga la ley de Ohm.

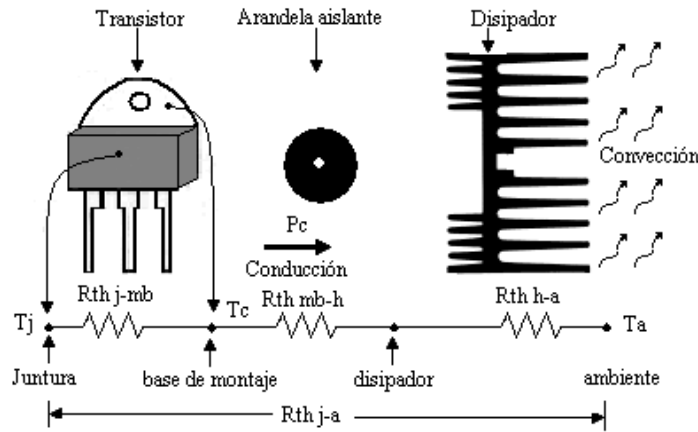


Figura. N° 6-44
Circuito térmico equivalente

En la tabla N°6-2 se puede ver la comparación entre los parámetros térmicos involucrados en el circuito y sus análogos eléctricos que permiten aplicar en forma satisfactoria la ley de Ohm. Por ejemplo, si se observa la figura N° 6-44 la resistencia total del circuito desde el transistor al ambiente $R_{th\ j-a}$ será como se ve en la Ec 6-79 la suma de las tres por estar en serie.

Ley de Ohm	Analogía con la ley de Ohm
Flujo de cargas o “Intensidad eléctrica” (I)	“Flujo de energía calórica” (P_c)
“Diferencia de potencial eléctrica” ($V_1 - V_2$)	“Diferencia de temperatura” ($T_1 - T_2$)
“Resistencia eléctrica” (R).	“Resistencia térmica” (R_{th})

Tabla N° 6-2
Analogía del circuito térmico con la ley de Ohm

$$R_{th\ j-a} = R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h} + R_{th\ h-a} \quad \text{Ec. 6-79}$$

Continuando con esta analogía de la tabla N°6-2 y aplicado la ley de Ohm se puede determinar la $R_{th\ j-a}$ como se ven en la E. 6-80 de la cual se concluye que la unidad de R_{th} esta dada en [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$].

$$R_{th\ j-a} = \frac{T_j - T_a}{P_c} \left[\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \right] \quad \text{Ec. 6-80}$$

Ejemplo N° 8

Determinar la $R_{th\ j-c}$ del transistor BD135 del apéndice N°2 de parte II suponiendo que el transistor no esta montado en un disipador y que la temperatura de carcasa $T_c = 25^{\circ}\text{C}$ la temperatura de juntura 150°C y la potencia disipada $P_c = 12,5\text{ W}$.

$$R_{th\ j-c} = \frac{150 - 25}{12,5} = 10 \left[\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \right]$$

Que es el valor especificado en la hoja de datos y representa la pendiente de la figura N°5 del apéndice N°2 de la parte II Además se puede obtener una expresión muy útil igualando las Ec. 6-79 y la Ec.6-80 que luego será aplicada para el diseño.

$$R_{th\ j-a} = \frac{T_j - T_a}{P_c} \left[\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \right] = R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h} + R_{th\ h-a} \quad \text{Ec. 6-81}$$

La circulación del calor en la interfase entre el disipador y el ambiente se realiza por convección por lo cual se procura que los disipadores sean buenos conductores térmicos y a la vez tengan mucha superficie para favorecer la convección. La forma mas práctica para comprender el tema es mediante la realización de un ejemplo.

Ejemplo N° 9

- Determinar si el transistor del ejemplo N° 8 necesita utilizar un disipador y b) si es así calcular la resistencia térmica del mismo.
- Con disipador o sin el se debe garantizar que en funcionamiento nunca se supere la temperatura de juntura máxima especificada en el manual.

Datos del transistor BD 135 son:

$$T_j = 150^\circ\text{C}$$

$$R_{th\ j-a} = 100^\circ\text{C/W}$$

Datos del circuito y del ambiente:

$$T_a = 40^\circ\text{C}$$

$$P_c = 2,63\text{W}$$

Solución propuesta:

a) Si de la Ec 6-80 se despeja y calcula la T_j se tendrá.

$$T_j = R_{th\ j-a} \times P_c + T_a = 100^\circ\text{C/W} \times 2,63\text{W} + 40^\circ\text{C} = 303^\circ\text{C}$$

De acuerdo al cálculo y los datos se ve que la temperatura de juntura es superior a la de la hoja de datos.

b) Por esta razón se debe proveer al transistor de un disipador. Para ello se utiliza la Ec.6-81 de la que se despeja la $R_{th\ h-a}$. Por una cuestión de seguridad se fija la temperatura de juntura $T_j = 100^\circ\text{C}$ y además como se usa aislación se tiene que la $R_{th\ c-h} \approx 1,3^\circ\text{C/W}$ (mica mas grasa grafitada).

$$R_{th\ h-a} = \frac{T_j - T_a}{P_c} - (R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h})$$

$$R_{th\ h-a} = \frac{100 - 40}{2,63} - (10 + 1,3) = 11,7^\circ\text{C/W}$$

Luego examinando el catalogo de Semikron, entre otros, se puede seleccionar el disipador de la figura N°6-45 Como en el mercado local generalmente este tipo de elementos no se consigue con hoja de datos, mediante la comparación de sus dimensiones, se podrá elegir uno similar o con menor resistencia térmica si la superficie total es mayor y la posición (vertical u horizontal) es la misma.

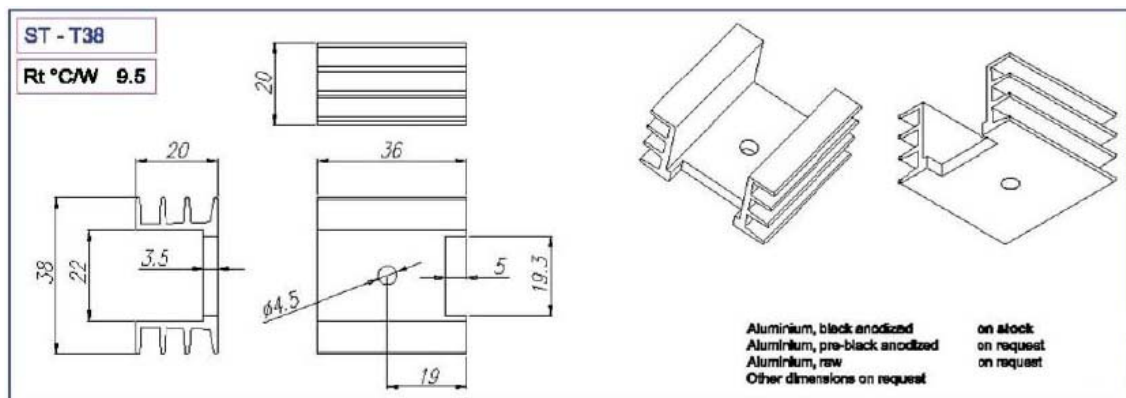


Figura. N° 6-45
Hoja de datos del disipador seleccionado

6- 8 -3c Área de operación segura (SOA).

En el diseño de circuitos que utilizan transistores de potencia se deben tomar precauciones para no superar los valores máximos de trabajo de los mismos, esta tarea es facilitada por la información suministrada por el fabricante a través del parámetro SOA. Es conveniente aclarar que todos los tipos de transistores deben cumplir con estos límites pero en el caso de los BJT de baja señal se entiende que los mismos trabajan lejos de estos límites y por lo tanto a la SOA, en general, se la tiene en cuenta para los BJT de potencia.

Como se ve en la figura N°6-46 el gráfico típicamente esta realizado en un sistema de ejes que representan la corriente de colector en función de la tensión colector emisor $I_c = f(V_{ce})$ y se presenta en general con cuatro

línea que denotan los límites máximos: (a) Límite de corriente de colector. (b) Límite de disipación térmica. (c) Límite de segunda ruptura y finalmente (d) el límite de tensión máxima de colector emisor.

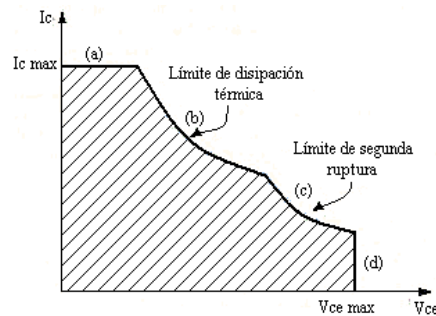


Figura. N° 6-46
Gráfica del área de operación segura

Cabe aclarar que la primera ruptura se da en un BJT cuando sin superar la máxima potencia a disipar se aumenta la tensión colector emisor hasta alcanzar la avalancha controlada de la cual el dispositivo puede retornar sin sufrir daños. Por otra parte la segunda ruptura se da cuando no se ejerce control sobre la avalancha. En esta situación la corriente se concentra en el punto mas débil de la juntura lo que a su vez aumenta la temperatura en el punto y provoca mas incremento de la corriente y así hasta que sobreviene la destrucción del transistor. Por lo antes dicho, queda claro que el zona bajo la curva a,b,c y d resaltada con línea continua es la zona de operación segura del dispositivo. Obviamente por razones de resguardo no es aconsejable hacer trabajar el dispositivo sobre esta curva al límite.

En la figura N°6-47 se muestra una grafica de SOA del BC135 del apéndice N°2 de la parte II en la que se puede notar que los trazos que definen los límites se han linealizados.

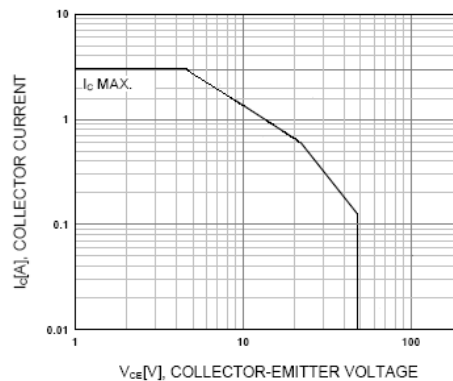


Figura. N° 6-47
Gráfica del área de operación segura para CC

En el caso de la figura N° 6-47 los valores que se representan son los máximos para condiciones de funcionamiento en tensión y corriente continua. No obstante esto se puede extender a operación con pulsos o intermitente. En la figura N° 6-48 se puede ver que el área de seguridad es mayor cuanto menor sea el ancho del pulso activo. Esta condición se suele indicar en el mismo gráfico.

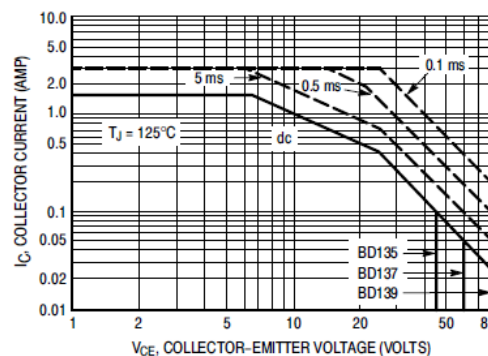


Figura. N° 6-48
Gráfica del área de operación segura para CC y pulsos
Ing Eduardo A Gonzalez

6-8 -3 Circuito de protección contra sobrecarga.

La protección contra sobrecarga conforma un bloque muy importante dentro del circuito del regulador dado que su función es la de limitar la corriente a través elemento serie e incluso anularla y así evitar su sobrecalentamiento y/o destrucción. El objetivo de estos circuitos es actuar en caso de ser necesario, o sea que, para funcionamiento de carga normal la protección se mantiene inactiva y solo se activa tan pronto como se intente exceder el correspondiente límite de seguridad. En resumen el propósito del circuito de protección contra sobrecarga es evitar que la corriente que circula por el transistor del regulador serie exceda un nivel de seguridad predeterminado, siendo un caso extremo el de un cortocircuito en la salida.

La alternativa de utilizar fusibles normalmente no es valida puesto que son demasiado lentos para proteger un transistor. En general un transistor se quema en microsegundos.

6-8 -3a Limitador de corriente constante.

La forma mas sencilla de implementar la protección contra sobre cargas es la mostrada en la figura N° 6-49 La implementación solo requiere del transistor Q2 y de la resistencia Rsc. La función de la resistencia Rsc es sensar el valor de la corriente $I_{c1} \approx I_{e1} \approx I_L$. Cuando la corriente aumenta por la sobrecarga hasta el valor predeterminado I_{sc} , la tensión a los bornes de Rsc llega al valor de V_{BE} necesario para que entre en conducción el transistor Q2.

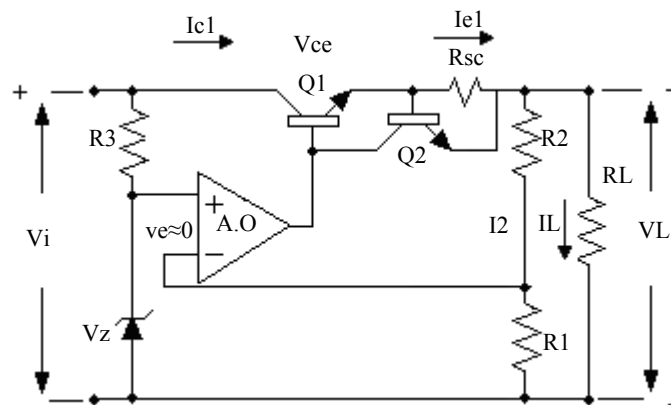


Figura. N° 6-49
Circuito con limitador de corriente constante

En el momento en que conduce el transistor Q2 toma corriente de la base del Q1 disminuyendo su corriente de colector I_{c1} al valor fijado por la resistencia Rsc a través de la ecuación Ec. 6-82

$$I_{c1 \max} = I_{sc} = I_{L \max} = \frac{V_{BE}}{R_{sc}} \quad \text{Ec. 6-82}$$

En la figura N° 6-50 se observa un gráfica tensión corriente de salida en la que si bien la corriente se limita al valor I_{sc} , la misma sigue circulando.

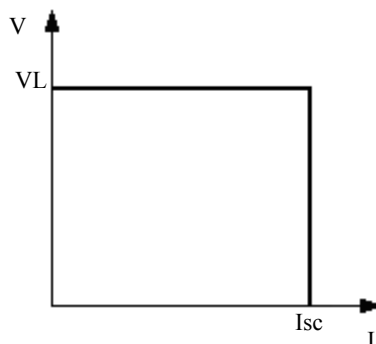


Figura. N° 6-50
Gráfica de tensión corriente de corriente constante

El principal inconveniente de este circuito es que en caso de cortocircuito en la salida la potencia disipada por el transistor puede ser elevada dado que si bien se limita la corriente al valor I_{sc} , prácticamente toda la tensión de entrada V_i (para $V_i \gg V_{be}$) se aplica entre colector y emisor V_{ce} . La potencia disipada estará dada por la Ec. 6-83.

$$PD = (V_i - V_{BE}) I_{sc} \quad \text{Ec. 6-83}$$

Si bien queda claro que no se deben superar los valores máximos del transistor I_{cmax} , $V_{ce max}$ y $P_c max$ esta protección no es suficiente para garantizar el funcionamiento con seguridad del transistor. Para ello se debe recurrir a la gráfica SOA del transistor y de este modo verificar el desempeño para todas las condiciones de riesgo posibles.

Si en la figura N° 6-51 se traza dentro de la curva SOA el área de funcionamiento seguro que necesita el transistor se puede ver que la zona mas próxima a la máxima disipación se da para la condición de cortocircuito en la cual el transistor soporta prácticamente toda la tensión de entrada y la corriente de cortocircuito.

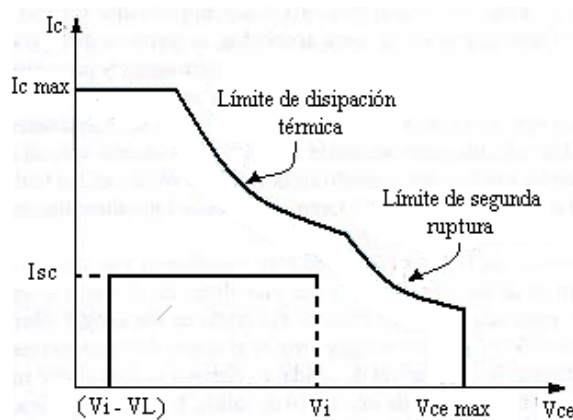


Figura. N° 6-51
Gráfica de tensión corriente incluida en la SOA

Por lo antes dicho, este tipo de protección es particularmente utilizado cuando los niveles de corriente de salida son pequeños. Para el caso de corrientes de salida mas grandes, que implican corrientes de corto circuito elevadas, se utiliza el circuito de corriente regresiva.

6-8 -3a Limitador de corriente regresiva o foldback.

La idea de la protección por de regresión de corriente consiste en reducir la corriente y la tensión de carga cuando ocurren las condiciones de sobrecarga. En el circuito e la figura N° 6-52 se muestra el regulador serie con el montaje de este tipo de protección

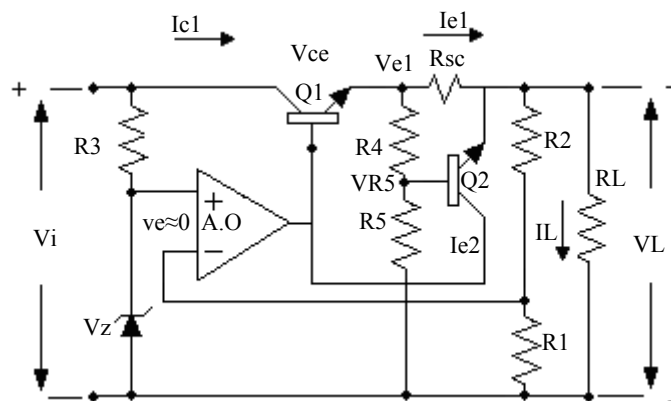


Figura. N° 6-52
Circuito con limitador de corriente regresiva.

Tal como se ve en la figura N° 6-53 la grafica tensión corriente muestra que una vez que se alcanza la corriente de carga máxima $I_{L\max}$, la tensión de salida disminuye y la corriente de carga se reduce. Esto a su vez reduce la disipación de potencia del transistor serie y del resto del circuito, corrigiendo el inconveniente del circuito anterior.

En condiciones de funcionamiento normal (sin sobrecarga) los componentes R_{sc} , R_4 , R_5 y Q_2 no tienen efecto sobre el funcionamiento del regulador. Cuando hay sobrecarga aumenta la tensión sobre R_{sc}

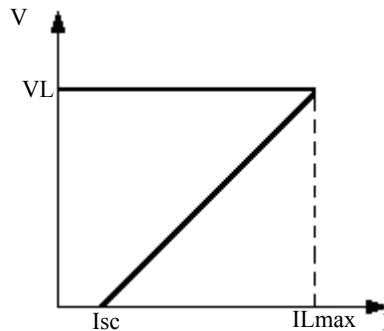


Figura. N° 6-53

Gráfica tensión corriente de la protección regresiva.

El control sobre el valor de la corriente de salida se realiza en forma similar al circuito de corriente constante de la figura N° 6-49 en el cual el transistor Q_2 deriva parte de la corriente de base del Q_1 provocando una disminución en la corriente de colector del Q_1 .

Para valores de corriente normales (sin sobrecarga) la tensión de salida es $V_L \approx V_{e1}$ y se dará que $V_{R5} \ll V_L$ en esta condición el transistor Q_2 no conducirá, la protección no tendrá ningún efecto y la tensión de salida se mantendrá constante.

Cuando comienza a producirse una sobrecarga, (para $I_{L\max}$) la caída de tensión sobre R_{sc} y en el emisor V_{e1} aumentaran, lo que hará aumentar la V_{R5} lo que lleva a conducir a Q_2 . La conducción de Q_2 drenará corriente de la base de Q_1 lo que disminuirá la I_{c1} y también la tensión de salida V_L . La disminución de V_L hace que Q_2 conduzca aun mas hasta llegar a la saturación, reduciendo cada vez más la tensión de salida y la corriente. La condición límite de este proceso se da para la salida en cortocircuito en la cual la corriente como se ve en la figura N°6-53 llega su mínimo valor I_{sc} .

Determinación de cortocircuito (I_{sc}) y de la corriente límite ($I_{L\max}$) de carga.

Para la condición de cortocircuito $V_L = 0$ en el circuito de la figura N°6-52. se tendrá que la tensión sobre R_{sc} será dada por la Ec. 6-84

$$V_{sc} = I_{sc}R_{sc} = \frac{V_{BE}}{R_5}(R_4 + R_5) \quad \text{Para } V_L = 0 \text{ e } I_b \ll I_{R5} \quad \text{Ec. 6-84}$$

Y despejando de la Ec6-84 I_{sc} será:

$$I_{sc} = \frac{V_{BE}}{R_{sc}} \frac{(R_4 + R_5)}{R_5} \quad \text{Ec. 6-85}$$

Para el caso de la máxima corriente de carga $I_{L\max}$ en la Ec6-86 se plantea la ecuación básica de la que se parte.

$$I_{L\max} = \frac{(V_{e1} + V_L)}{R_{sc}} \quad \text{Ec. 6-86}$$

Luego para esta condición la tensión en el emisor de Q_1 se puede determinar como.

$$V_{e1} = \frac{(V_L + V_{BE})}{R_5}(R_4 + R_5) \quad \text{Ec. 6-87}$$

Finalmente introduciendo la Ec 6-87 en la Ec 6-86 se obtiene la corriente máxima por la carga a partir de la cual comienza a actuar la protección.

$$I_{L\max} = \frac{V_L}{R_{sc}} \frac{R_4}{R_5} + \frac{V_{BE}}{R_5} \frac{(R_4 + R_5)}{R_5} \quad \text{Ec. 6-88}$$

Las Ec 6-85 y Ec.6-88 pueden ser utilizadas para el diseño de esta protección teniendo en cuenta algunos criterios básicos de diseño. La ecuación que define a R_{sc} se obtiene a partir de las Ec6-85 y Ec. 6-88. De la Ec 6-85 se despejan las relaciones $\frac{(R_4 + R_5)}{R_5}$ y la $\frac{R_4}{R_5}$ luego se reemplazan en la Ec 6-88 y a continuación se despeja R_{sc} :

$$R_{sc} = \frac{\frac{V_L}{I_{sc}}}{\left(1 + \frac{V_L}{V_{BE}}\right) - \frac{I_{L\max}}{I_{sc}}} \quad \text{Ec. 6-89}$$

En la figura N°6-54 se observa la grafica SOA de la hoja de datos del transistor que se puede comparar con el área de operación segura que requiere cada tipo de protección. En la misma se observa que para valores equivalentes de corriente máxima de carga la protección de corriente constante puede exceder la SOA mientras que la de corriente regresiva se mantiene dentro de la SOA, permitiendo usar un transistor mas pequeño y en forma mas eficiente.

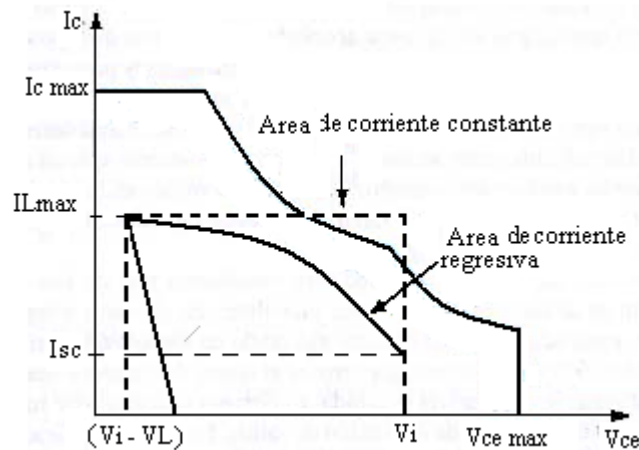
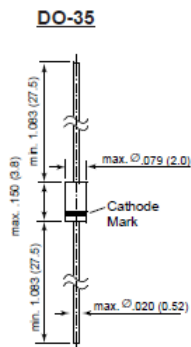


Figura. N° 6-54
Gráfica de tensión corriente de la protección regresiva
incluida en la SOA

En resumen la misión de estas protecciones es evitar que la corriente llegue al valor de la $I_{c\max}$ admisible por el transistor y que la potencia no exceda la $P_{c\max}$. Esto último no significa que sea el único riesgo a atender en la seguridad del elemento regulador. Hay otros problemas como exceso en la tensión de entrada V_i o sobrelevación de temperatura (que no pueden ser controladas por estas protecciones). Por lo dicho queda claro que esta protección es importante, pero hay otros factores no considerados que en algunos reguladores mas complejos plantean el agregado de otras protecciones que serán vistas en el próximo apartado.

APÉNDICE N°1 (Fuentes de alimentación parte N° 2)

1N5225 THRU 1N5267**ZENER DIODES**

Dimensions are in inches and (millimeters)

FEATURES

- ♦ Silicon Planar Power Zener Diodes
- ♦ Standard Zener voltage tolerance is $\pm 5\%$ with a "B" suffix. Other tolerances are available upon request.
- ♦ These diodes are also available in Mini-MELF case with the type designation ZMM5225 ... ZMM5267, SOT-23 case with the type designation MMBZ5265 ... MMBZ5267 and SOD-23 case with the types designation MMSZ5225 ... MMSZ5267.

**MECHANICAL DATA**

Case: DO-35 Glass Case

Weight: approx. 0.13 g

MAXIMUM RATINGS

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

	SYMBOL	VALUE	UNIT
Zener Current (see Table "Characteristics")			
Power Dissipation at $T_{amb} = 75^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	500 ⁽¹⁾	mW
Maximum Junction Temperature	T_j	175	$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	T_s	- 65 to +175	$^{\circ}\text{C}$

	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Thermal Resistance Junction to Ambient Air	$R_{\theta JA}$	—	—	300 ⁽¹⁾	$^{\circ}\text{C/W}$
Forward Voltage at $I_F = 200 \text{ mA}$	V_F	—	—	1.1	Volts

NOTES:

⁽¹⁾ Valid provided that leads at a distance of 10 mm from case are kept at ambient temperature.

1N5225 THRU 1N5267

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

Type	Nominal Zener Voltage ⁽³⁾ at I_{ZT} (V)	Test Current I_{ZT} (mA)	Maximum Zener impedance ⁽¹⁾		Typical Temperature Coefficient α_{VZ} (% / K)	Maximum Reverse Leakage Current		Maximum Regulator Current ⁽²⁾ I_{ZM} (mA)
			at I_{ZT} Z_{ZT} (Ω)	at $I_{ZK}=0.25\text{mA}$ Z_{ZK} (Ω)		I_R (μA)	Test Voltage V_R (V)	
1N5225	3.0	20	29	1600	-0.075	50	1.0	152
1N5226	3.3	20	28	1600	-0.070	25	1.0	138
1N5227	3.6	20	24	1700	-0.065	15	1.0	126
1N5228	3.9	20	23	1900	-0.060	10	1.0	115
1N5229	4.3	20	22	2000	-0.055	5.0	1.0	106
1N5230	4.7	20	19	1900	± 0.030	5.0	2.0	97
1N5231	5.1	20	17	1600	± 0.030	5.0	2.0	89
1N5232	5.6	20	11	1600	+0.038	5.0	3.0	81
1N5233	6.0	20	7	1600	+0.038	5.0	3.5	76
1N5234	6.2	20	7	1000	+0.045	5.0	4.0	73
1N5235	6.8	20	5	750	+0.050	3.0	5.0	67
1N5236	7.5	20	6	500	+0.058	3.0	6.0	61
1N5237	8.2	20	8	500	+0.062	3.0	6.5	55
1N5238	8.7	20	8	600	+0.065	3.0	6.5	52
1N5239	9.1	20	10	600	+0.068	3.0	7.0	50
1N5240	10	20	17	600	+0.075	3.0	8.0	45
1N5241	11	20	22	600	+0.076	2.0	8.4	41
1N5242	12	20	30	600	+0.077	1.0	9.1	38
1N5243	13	9.5	13	600	+0.079	0.5	9.9	35
1N5244	14	9.0	15	600	+0.082	0.1	10	32
1N5245	15	8.5	16	600	+0.082	0.1	11	30
1N5246	16	7.8	17	600	+0.083	0.1	12	28
1N5247	17	7.4	19	600	+0.084	0.1	13	27
1N5248	18	7.0	21	600	+0.085	0.1	14	25
1N5249	19	6.6	23	600	+0.086	0.1	14	24
1N5250	20	6.2	25	600	+0.086	0.1	15	23
1N5251	22	5.6	29	600	+0.087	0.1	17	21
1N5252	24	5.2	33	600	+0.087	0.1	18	19.1
1N5253	25	5.0	35	600	+0.089	0.1	19	18.2
1N5254	27	4.6	41	600	+0.090	0.1	21	16.8
1N5255	28	4.5	44	600	+0.091	0.1	21	16.2
1N5256	30	4.2	49	600	+0.091	0.1	23	15.1
1N5257	33	3.8	58	700	+0.092	0.1	25	13.8
1N5258	36	3.4	70	700	+0.093	0.1	27	12.6
1N5259	39	3.2	80	800	+0.094	0.1	30	11.6
1N5260	43	3.0	93	900	+0.095	0.1	33	10.6
1N5261	47	2.7	105	1000	+0.095	0.1	36	9.7
1N5262	51	2.5	125	1100	+0.096	0.1	39	8.9
1N5263	56	2.2	150	1300	+0.096	0.1	43	—
1N5264	60	2.1	170	1400	+0.097	0.1	46	—
1N5265	62	2.0	185	1400	+0.097	0.1	47	—
1N5266	68	1.8	230	1600	+0.097	0.1	52	—
1N5267	75	1.7	270	1700	+0.098	0.1	56	—

NOTES:

(1) The Zener impedance is derived from the 1 kHz AC voltage which results when an AC current having an RMS value equal to 10% of the Zener current (I_{ZT} or I_{ZK}) is superimposed on I_{ZT} or I_{ZK} . Zener impedance is measured at two points to insure a sharp knee on the breakdown curve and to eliminate unstable units

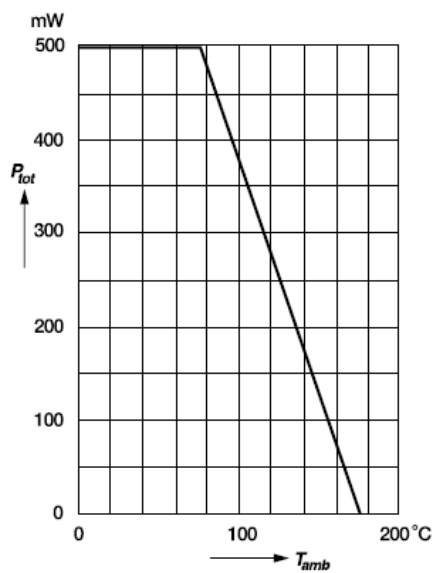
(2) Valid provided that leads at a distance of 10 mm from case are kept at ambient temperature

(3) Measured with device junction in thermal equilibrium

RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES 1N5225 THRU 1N5267

**Admissible power dissipation
versus ambient temperature**

Valid provided that leads at a distance of 10 mm
from case are kept at ambient temperature



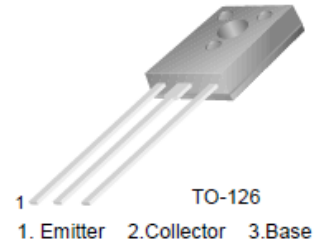
APÉNDICE N°2 (Fuentes de alimentación parte 2)



BD135/137/139

Medium Power Linear and Switching Applications

- Complement to BD136, BD138 and BD140 respectively



NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : BD135	45	V
	: BD137	60	V
	: BD139	80	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : BD135	45	V
	: BD137	60	V
	: BD139	80	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	5	V
I_C	Collector Current (DC)	1.5	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	3.0	A
I_B	Base Current	0.5	A
P_C	Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)	12.5	W
P_C	Collector Dissipation ($T_a=25^\circ\text{C}$)	1.25	W
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	- 55 ~ 150	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 30mA, I_B = 0$				
	: BD135		45		V	
	: BD137		60		V	
	: BD139		80		V	
I_{CBO}	Collector Cut-off Current	$V_{CB} = 30V, I_E = 0$			0.1	μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = 5V, I_C = 0$			10	μA
h_{FE1}	DC Current Gain : ALL DEVICE	$V_{CE} = 2V, I_C = 5mA$	25			
h_{FE2}		$V_{CE} = 2V, I_C = 0.5A$	25			
h_{FE3}		$V_{CE} = 2V, I_C = 150mA$	40		250	
		: BD137, BD139	40		160	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 500mA, I_B = 50mA$			0.5	V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter ON Voltage	$V_{CE} = 2V, I_C = 0.5A$			1	V

h_{FE} Classification

Classification	6	10	16
h_{FE3}	40 ~ 100	63 ~ 160	100 ~ 250

Typical Characteristics

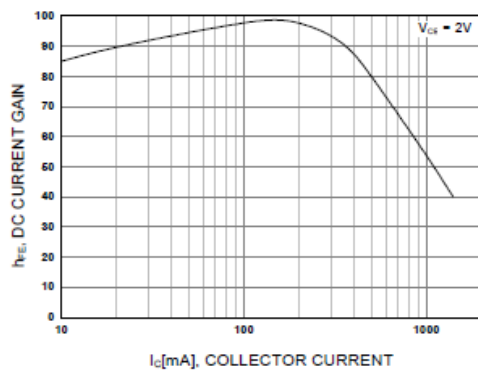


Figure 1. DC current Gain

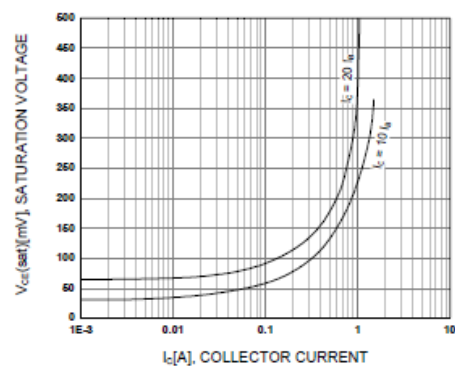


Figure 2. Collector-Emitter Saturation Voltage

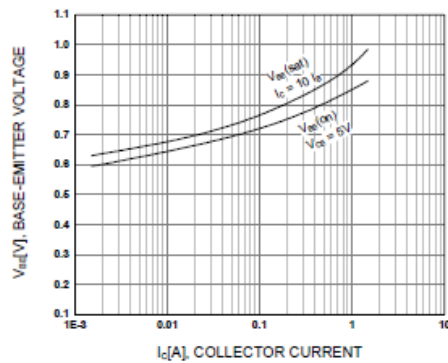


Figure 3. Base-Emitter Voltage

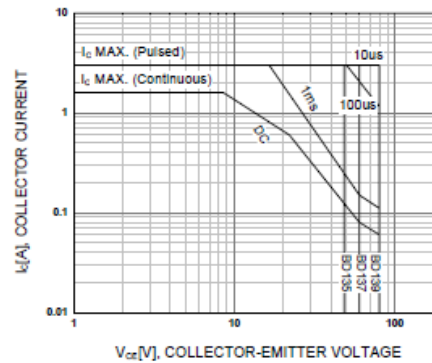


Figure 4. Safe Operating Area

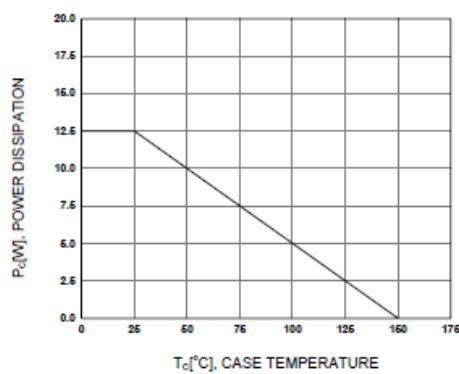


Figure 5. Power Derating

APÉNDICE N°3 (Fuentes de alimentación parte N° 2)


www.fairchildsemi.com

LM2904, LM358/LM358A, LM258/LM258A

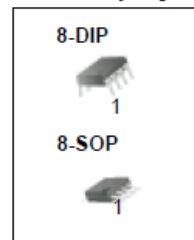
Dual Operational Amplifier

Features

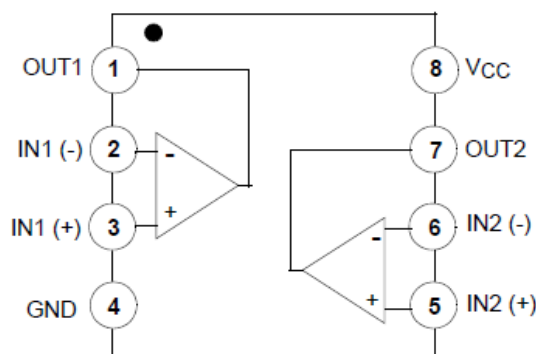
- Internally Frequency Compensated for Unity Gain
- Large DC Voltage Gain: 100dB
- Wide Power Supply Range:
LM258/LM258A, LM358/LM358A: 3V~32V (or $\pm 1.5V \sim 16V$)
LM2904 : 3V~26V (or $\pm 1.5V \sim 13V$)
- Input Common Mode Voltage Range Includes Ground
- Large Output Voltage Swing: 0V DC to $V_{CC} - 1.5V$ DC
- Power Drain Suitable for Battery Operation.

Description

The LM2904, LM358/LM358A, LM258/LM258A consist of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltage. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. Application areas include transducer amplifier, DC gain blocks and all the conventional OP-AMP circuits which now can be easily implemented in single power supply systems.



Internal Block Diagram

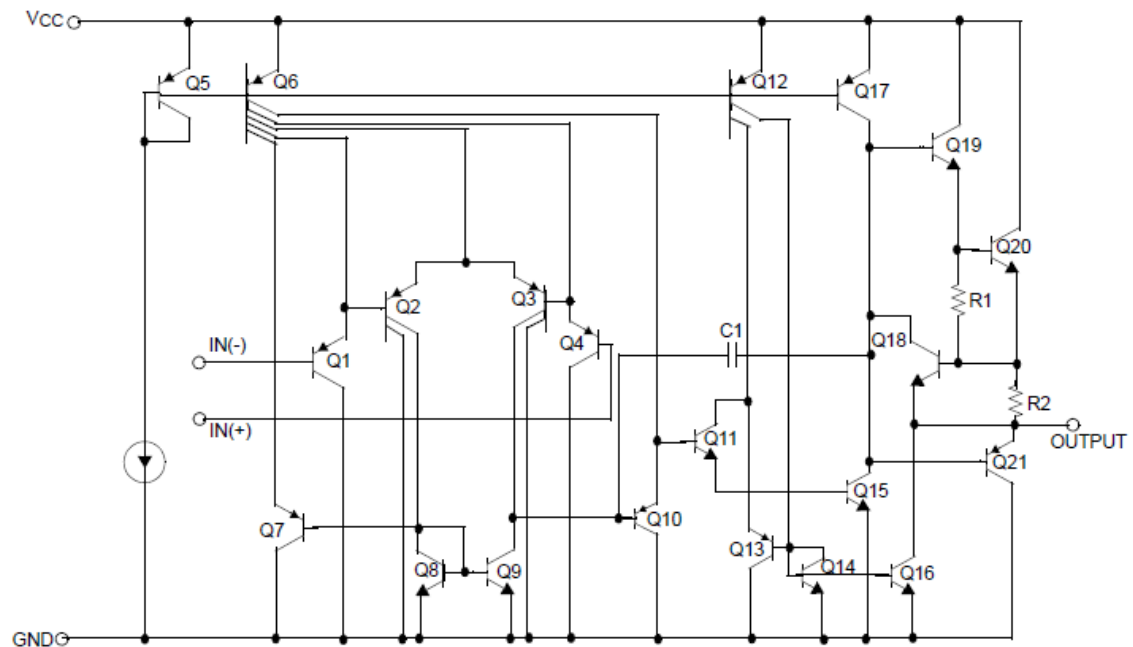


Rev. 1.0.2

LM2904, LM358/LM358A, LM258/LM258A

Schematic Diagram

(One section only)



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	LM258/LM258A	LM358/LM358A	LM2904	Unit
Supply Voltage	VCC	±16 or 32	±16 or 32	±13 or 26	V
Differential Input Voltage	V _{I(DIFF)}	32	32	26	V
Input Voltage	V _I	-0.3 to +32	-0.3 to +32	-0.3 to +26	V
Output Short Circuit to GND VCC ≤ 15V, T _A = 25°C (One Amp)	-	Continuous	Continuous	Continuous	-
Operating Temperature Range	T _{OPR}	-25 ~ +85	0 ~ +70	-40 ~ +85	°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 ~ +150	-65 ~ +150	-65 ~ +150	°C

Electrical Characteristics

($V_{CC} = 5.0V$, $V_{EE} = GND$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	LM258			LM358			LM2904			Unit	
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Input Offset Voltage	V _{IO}	V _{CM} = 0V to V _{CC} -1.5V V _{O(P)} = 1.4V, R _S = 0Ω	-	2.9	5.0	-	2.9	7.0	-	2.9	7.0	mV	
Input Offset Current	I _{IO}	-	-	3	30	-	5	50	-	5	50	nA	
Input Bias Current	I _{BIAS}	-	-	45	150	-	45	250	-	45	250	nA	
Input Voltage Range	V _{I(R)}	V _{CC} = 30V (LM2904, V _{CC} =26V)	0	-	V _{CC} -1.5	0	-	V _{CC} -1.5	0	-	V _{CC} -1.5	V	
Supply Current	I _{CC}	R _L = ∞, V _{CC} = 30V (LM2904, V _{CC} =26V)	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	mA	
		R _L = ∞, V _{CC} = 5V	-	0.5	1.2	-	0.5	1.2	-	0.5	1.2	mA	
Large Signal Voltage Gain	G _V	V _{CC} = 15V, R _L = 2kΩ V _{O(P)} = 1V to 11V	50	100	-	25	100	-	25	100	-	V/mV	
Output Voltage Swing	V _{O(H)}	V _{CC} =30V (V _{CC} =26V for LM2904)	R _L = 2kΩ	26	-	-	26	-	-	22	-	-	V
			R _L = 10kΩ	27	28	-	27	28	-	23	24	-	V
	V _{O(L)}	V _{CC} = 5V, R _L = 10kΩ	-	5	20	-	5	20	-	5	20	mV	
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	-	70	85	-	65	80	-	50	80	-	dB	
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	-	65	100	-	65	100	-	50	100	-	dB	
Channel Separation	CS	f = 1kHz to 20kHz (Note1)	-	120	-	-	120	-	-	120	-	dB	
Short Circuit to GND	I _{SC}	-	-	40	60	-	40	60	-	40	60	mA	
Output Current	I _{SOURCE}	V _{I(+)} = 1V, V _{I(-)} = 0V V _{CC} = 15V, V _{O(P)} = 2V	20	30	-	20	30	-	20	30	-	mA	
	I _{SINK}	V _{I(+)} = 0V, V _{I(-)} = 1V, V _{CC} = 15V, V _{O(P)} = 2V	10	15	-	10	15	-	10	15	-	mA	
		V _{I(+)} = 0V,V _{I(-)} =1V , V _{CC} = 15V, V _{O(P)} = 200mV	12	100	-	12	100	-	-	-	-	μA	
Differential Input Voltage	V _{I(DIFF)}	-	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	V	

Note:

1. This parameter, although guaranteed, is not 100% tested in production.

LM2904, LM358/LM358A, LM258/LM258A

Electrical Characteristics (Continued)(V_{CC} = 5.0V, V_{EE} = GND, unless otherwise specified)The following specification apply over the range of -25°C ≤ T_A ≤ +85°C for the LM258; and the 0°C ≤ T_A ≤ +70°C for the LM358; and the -40°C ≤ T_A ≤ +85°C for the LM2904

Parameter	Symbol	Conditions	LM258			LM358			LM2904			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage	V _{IO}	V _{CM} = 0V to V _{CC} - 1.5V V _{O(P)} = 1.4V, R _S = 0Ω	-	-	7.0	-	-	9.0	-	-	10.0	mV
Input Offset Voltage Drift	ΔV _{IO} /ΔT	R _S = 0Ω	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	μV/°C
Input Offset Current	I _{IO}	-	-	-	100	-	-	150	-	45	200	nA
Input Offset Current Drift	ΔI _{IO} /ΔT	-	-	10	-	-	10	-	-	10	-	pA/°C
Input Bias Current	I _{BIAS}	-	-	40	300	-	40	500	-	40	500	nA
Input Voltage Range	V _{I(R)}	V _{CC} = 30V (LM2904, V _{CC} = 26V)	0	-	V _{CC} - 2.0	0	-	V _{CC} - 2.0	0	-	V _{CC} - 2.0	V
Large Signal Voltage Gain	GV	V _{CC} = 15V, R _L = 2.0kΩ V _{O(P)} = 1V to 11V	25	-	-	15	-	-	15	-	-	V/mV
Output Voltage Swing	V _{O(H)}	V _{CC} = 30V (V _{CC} = 26V for LM2904) R _L = 2kΩ	26	-	-	26	-	-	22	-	-	V
		R _L = 10kΩ	27	28	-	27	28	-	23	24	-	V
	V _{O(L)}	V _{CC} = 5V, R _L = 10kΩ	-	5	20	-	5	20	-	5	20	mV
Output Current	I _{SOURCE}	V _{I(+)} = 1V, V _{I(-)} = 0V V _{CC} = 15V, V _{O(P)} = 2V	10	30	-	10	30	-	10	30	-	mA
	I _{SINK}	V _{I(+)} = 0V, V _{I(-)} = 1V V _{CC} = 15V, V _{O(P)} = 2V	5	8	-	5	9	-	5	9	-	mA
Differential Input Voltage	V _{I(DIFF)}	-	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	V

LM2904, LM358/LM358A, LM258/LM258A

Electrical Characteristics (Continued)(V_{CC} = 5.0V, V_{EE} = GND, T_A = 25°C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	LM258A			LM358A			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage	V _{IO}	V _{CM} = 0V to V _{CC} -1.5V V _{O(P)} = 1.4V, R _S = 0Ω	-	1.0	3.0	-	2.0	3.0	mV
Input Offset Current	I _{IO}	-	-	2	15	-	5	30	nA
Input Bias Current	I _{BIAS}	-	-	40	80	-	45	100	nA
Input Voltage Range	V _{I(R)}	V _{CC} = 30V	0	-	V _{CC} -1.5	0	-	V _{CC} -1.5	V
Supply Current	I _{CC}	R _L = ∞, V _{CC} = 30V	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	mA
		R _L = ∞, V _{CC} = 5V	-	0.5	1.2	-	0.5	1.2	mA
Large Signal Voltage Gain	G _V	V _{CC} = 15V, R _L = 2kΩ V _O = 1V to 11V	50	100	-	25	100	-	V/mV
Output Voltage Swing	V _{OH}	V _{CC} = 30V	R _L = 2kΩ	26	-	26	-	-	V
			R _L = 10kΩ	27	28	27	28	-	V
	V _{OL}	V _{CC} = 5V, R _L = 10kΩ	-	5	20	-	5	20	mV
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	-	70	85	-	65	85	-	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	-	65	100	-	65	100	-	dB
Channel Separation	CS	f = 1kHz to 20kHz (Note1)	-	120	-	-	120	-	dB
Short Circuit to GND	ISC	-	-	40	60	-	40	60	mA
Output Current	ISOURCE	V _{I(+)} = 1V, V _{I(-)} = 0V V _{CC} = 15V, V _{O(P)} = 2V	20	30	-	20	30	-	mA
	ISINK	V _{I(+)} = 1V, V _{I(-)} = 0V V _{CC} = 15V, V _{O(P)} = 2V	10	15	-	10	15	-	mA
		V _{in +} = 0V, V _{in (-)} = 1V V _{O(P)} = 200mV	12	100	-	12	100	-	μA
Differential Input Voltage	V _{I(DIFF)}	-	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	V

Note:

1. This parameter, although guaranteed, is not 100% tested in production.

LM2904, LM358/LM358A, LM258/LM258A

Electrical Characteristics (Continued)

(VCC = 5.0V, VEE = GND, unless otherwise specified)

The following specifications apply over the range of $-25^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for the LM258A; and the $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$ for the LM358A

Parameter	Symbol	Conditions	LM258A			LM358A			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage	V_{IO}	$V_{CM} = 0\text{V to } V_{CC} - 1.5\text{V}$ $V_{O(P)} = 1.4\text{V}, R_S = 0\Omega$	-	-	4.0	-	-	5.0	mV
Input Offset Voltage Drift	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	-	7.0	15	-	7.0	20	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
Input Offset Current	I_{IO}	-	-	-	30	-	-	75	nA
Input Offset Current Drift	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	-	10	200	-	10	300	$\text{pA}/^{\circ}\text{C}$
Input Bias Current	I_{BIAS}	-	-	40	100	-	40	200	nA
Input Common-Mode Voltage Range	$V_{I(R)}$	$V_{CC} = 30\text{V}$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	V
Output Voltage Swing	$V_{O(H)}$	$V_{CC} = 30\text{V}$	$R_L = 2\text{k}\Omega$		26	-	-	26	V
			$R_L = 10\text{k}\Omega$		27	28	-	27	V
	$V_{O(L)}$	$V_{CC} = 5\text{V}, R_L = 10\text{k}\Omega$	-	5	20	-	5	20	mV
Large Signal Voltage Gain	G_V	$V_{CC} = 15\text{V}, R_L = 2.0\text{k}\Omega$ $V_{O(P)} = 1\text{V to } 11\text{V}$	25	-	-	15	-	-	V/mV
Output Current	ISOURCE	$V_{I(+)} = 1\text{V}, V_{I(-)} = 0\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}, V_{O(P)} = 2\text{V}$	10	30	-	10	30	-	mA
	ISINK	$V_{I(+)} = 1\text{V}, V_{I(-)} = 0\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}, V_{O(P)} = 2\text{V}$	5	9	-	5	9	-	mA
Differential Input Voltage	$V_{I(DIFF)}$	-	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	V

LM2904, LM358/LM358A, LM258/LM258A

Typical Performance Characteristics

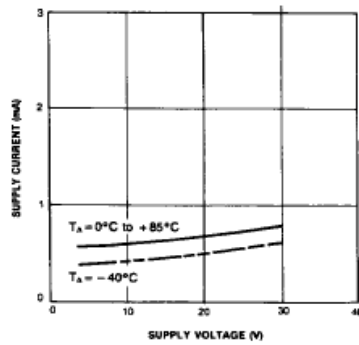


Figure 1. Supply Current vs Supply Voltage

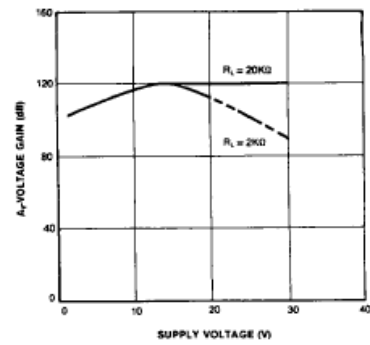


Figure 2. Voltage Gain vs Supply Voltage

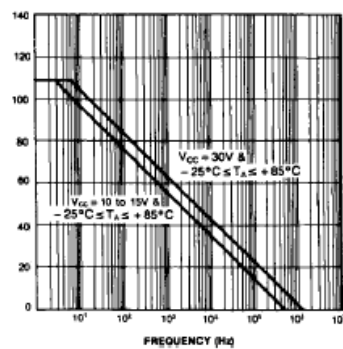


Figure 3. Open Loop Frequency Response

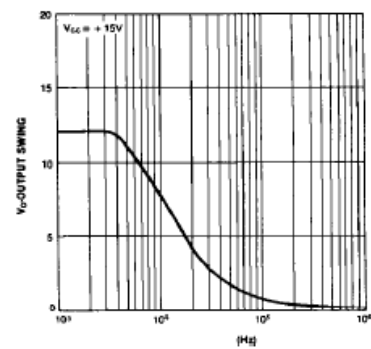


Figure 4. Large Signal Output Swing vs Frequency

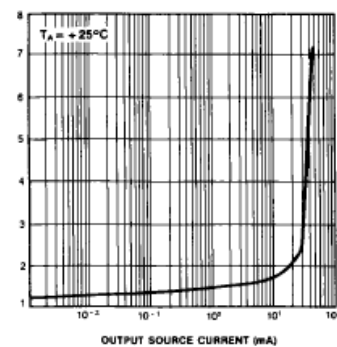


Figure 5. Output Characteristics vs Current Sourcing

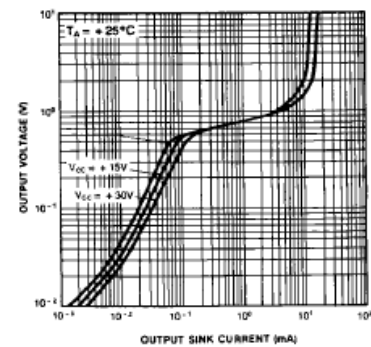


Figure 6. Output Characteristics vs Current Sinking

LM2904, LM358/LM358A, LM258/LM258A

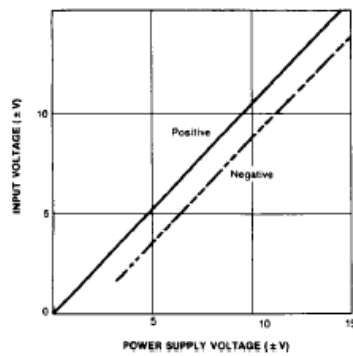
Typical Performance Characteristics (Continued)

Figure 7. Input Voltage Range vs Supply Voltage

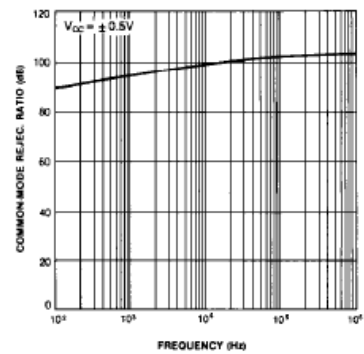


Figure 8. Common-Mode Rejection Ratio

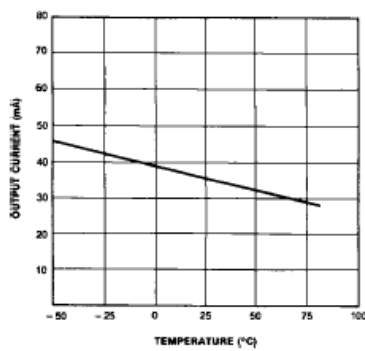


Figure 9. Output Current vs Temperature (Current Limiting)

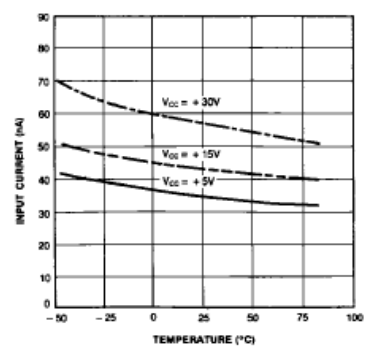


Figure 10. Input Current vs Temperature

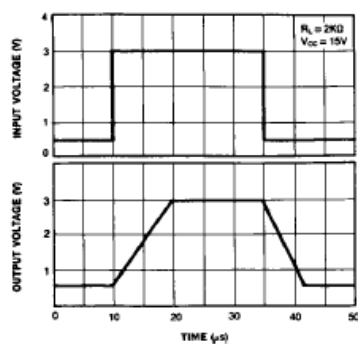


Figure 11. Voltage Follower Pulse Response

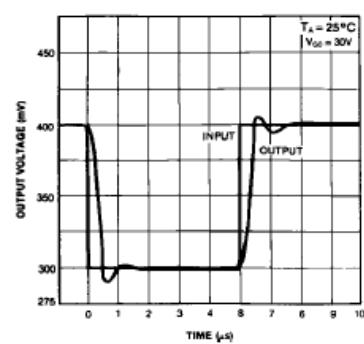


Figure 12. Voltage Follower Pulse Response (Small Signal)

Falta Bibliografía