

## ***Amplificadores Realimentados***

### **Objetivos**

- 1- Comprender el principio de funcionamiento de los amplificadores con realimentación y el efecto de la realimentación negativa sobre las características de los amplificadores a lazo abierto.**
- 2- Analizar las configuraciones básicas más usuales de amplificadores realimentados, en particular aplicando amplificadores de tensión.**

Item	Pag.
<b>1 Introducción a la realimentación negativa.</b>	2
1-1 Ejemplo 1-1 Estabilidad de la corriente $I_{cq}$ con la variación del $H_{fe}$ .	2
1-2 Definición y características de la realimentación.	3
1-3 Realimentación negativa	4
1-4 Ejemplo 1-2 estabilidad de la ganancia a lazo cerrado.	4
<b>2 Propiedades de la realimentación negativa.</b>	5
2-1 Estabilidad de la ganancia con realimentación. Función sensibilidad.	5
2-2 Ejemplo 1-3 diseño preliminar usando la función sensibilidad.	6
2-3 Efecto de la realimentación negativa sobre señales espurias.	7
2-4 Efecto de la realimentación negativa sobre los niveles de impedancia.	9
<b>3 Clasificación de los amplificadores.</b>	10
3-1 Amplificador de tensión.	11
3-2 Amplificador de corriente.	11
3-3 Amplificador de transadmitancia.	12
3-4 Amplificador de transimpedancia.	12
<b>4 Distintos tipos de topologías de amplificadores realimentados.</b>	13
4-1 Análisis de casos de mejora de la función de transferencia.	13
4 - 1a Amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla serie.	13
4 - 1b Ejemplo 1- 4. Caso amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla serie.	16
4 – 1c Amplificador de corriente con muestra de corriente y mezcla paralela.	19
4 – 1d Ejemplo 1-5. Caso amplificador de corriente con muestra de corriente y mezcla paralela.	21
4-2 Análisis de un caso de migración de la función de transferencia.	25
4-2a Migración de la función de transferencia de tensión a transimpedancia.	25
4 – 2b Ejemplo 1-6. Caso amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla paralela.	27

## REALIMENTACIÓN NEGATIVA

### 1- Introducción a la realimentación.

El concepto ideal de un amplificador normalmente, supone, que los elementos que los constituyen son también ideales y por lo tanto sus características, tales como el ancho de banda, tiempo de respuesta, ganancia, impedancias de entrada y salida (entre otros parámetros); se pueden elegir de acuerdo a las necesidades del diseño sin problema alguno. Pero en la práctica se puede observar que las características del amplificador, como por ejemplo la ganancia, tiene cierta variación con los parámetros reales de los dispositivos que lo componen, tales como la dispersión de la ganancia de corriente de los transistores bipolares o la variación en la ganancia de tensión de los amplificadores operacionales. Estas variaciones introducen serias limitaciones en la estabilidad de la ganancia del amplificador.

Si al amplificador real se le aplica realimentación negativa, pueden ocurrir profundas modificaciones en el comportamiento del amplificador, pudiéndose subsanar en gran medida los inconvenientes antes mencionados. Vale tomar como ejemplo de este enunciado, el método de estabilización de la corriente de polarización  $I_{cq}$  de los transistores bipolares, visto en el curso anterior de Electrónica Aplicada.

#### 1-1 Ejemplo 1-1 estabilidad de la corriente de polarización $I_{cq}$ con la ganancia de corriente $H_{fe}$ .

Se deberá polarizar un transistor BC547A que tiene un  $H_{fe}$  o  $\beta$  de 185, de modo que por  $R_c = 3 \text{ k}\Omega$  circule una  $I_{cq} = 2 \text{ mA}$ .

Si en primera instancia se utiliza la polarización más sencilla bastará con calcular solo el valor necesario de  $R_b$ .

$$R_b = \frac{V_{cc} - V_{beq}}{\frac{I_{cq}}{H_{fe}}} = \frac{12 - 0,7}{\frac{2}{185}} = 1045 \text{ k}\Omega$$

En la figura N° 1-1a se pueden ver los valores obtenidos de la simulación con el transistor BC547A. Se verifica que la corriente obtenida es la solicitada en el diseño.

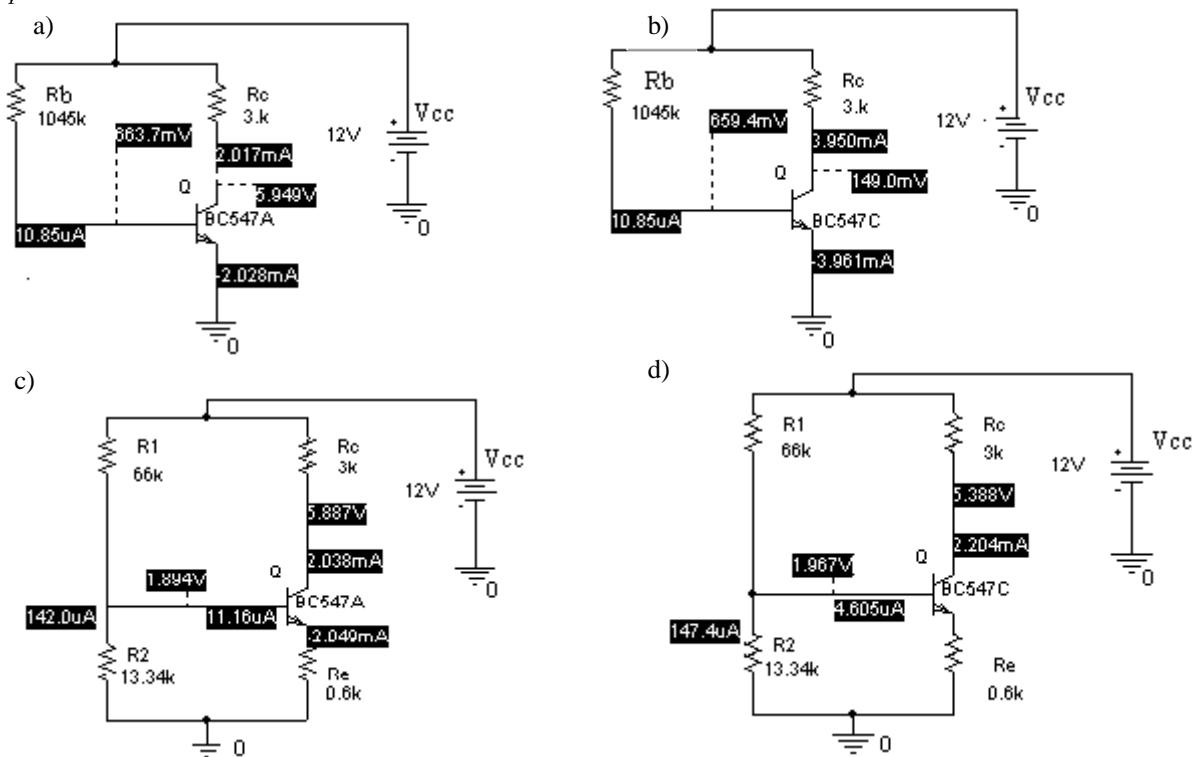


Figura 1-1 Circuitos de estabilización de la polarización.

Cuando se reemplaza el transistor por uno de la misma familia (el BC547C figura N° 1-1b) se nota una variación muy fuerte de la  $I_{cq}$  a casi el doble. Esto se debe a que el BC547C tiene un  $H_{fe} = 520$  para corriente continua. Este problema se soluciona con el sistema de polarización de la figura N°1-1c y d, dado que la resistencia de emisor  $R_e$  esta muestreando permanentemente la  $I_{cq}$  de modo que cuando ésta aumente o disminuya, por la variación de  $H_{fe}$ , varíe la tensión sobre  $R_e$ , la que a su vez corrige la tensión base emisor  $V_{beq}$ , la que a su vez ajusta la corriente de base de modo que la nueva  $I_{bq}$  se acomode para obtener la  $I_{cq}$  al valor deseado. De este modo, tal como se puede concluir por la comparación entre la figura N° 1-1c y la figura N°1-1d, a pesar de la variación del  $H_{fe}$  del orden del 100% (o más), la variación de  $I_{cq}$  es del orden del 10%. Este caso, simple de entender, se puede considerar como un circuito de polarización en el cual se aplica el principio de realimentación negativa.

En la tabla N° 1-1, se puede hacer la comparación entre las simulaciones para el circuito de las figura N°1-1c y d utilizando los transistores BC547A, B y C. con  $H_{fe}$  de 185, 290 y 520 respectivamente.

Transistor / $H_{fe}$ (del hoja dato)	$V_{beq}$	$I_{bq}$	$I_{cq}$	Variación en % De $I_{cq}$ .
BC547A/PLP $H_{fe}= 185$	0,6646V	11,16 $\mu$ A	2,04mA	
BC547B/PLP $H_{fe}= 290$	0,6576V	7,15 $\mu$ A	2,13mA	4,4%
BC547C/PLP $H_{fe}= 520$	0,6508V	4,6 $\mu$ A	2,2mA	7,8%

Tabla 1-1 Ajuste de la estabilidad de la corriente de polarización  $I_{cq}$ .

En dicha tabla se observa que a pesar de fuertes variaciones del  $H_{fe}$  la  $I_{cq}$  varía muy poco, lo cual se logra mediante el ajuste por parte del circuito de la tensión  $V_{beq}$  y la corriente  $I_{bq}$  que van disminuyendo progresivamente para lograr la estabilidad.

## 1-2 Definición y características de la realimentación

Básicamente la realimentación consiste, en remitir a la entrada del amplificador una corriente o tensión que llamaremos  $S_f$  proporcional a la corriente o tensión de la salida  $S_o$  en el mismo instante. La corriente o tensión puede ser realimentada tanto para aumentar, como para disminuir la ganancia. Si se incrementa la ganancia la realimentación es positiva, lo que significa que la señal de entrada y la de realimentación tienen la misma fase. Si la ganancia disminuye la realimentación se llama negativa, y la señal de entrada y salida están en contra fase. En la figura 1-2 se presenta el diagrama en bloque de un amplificador realimentado.

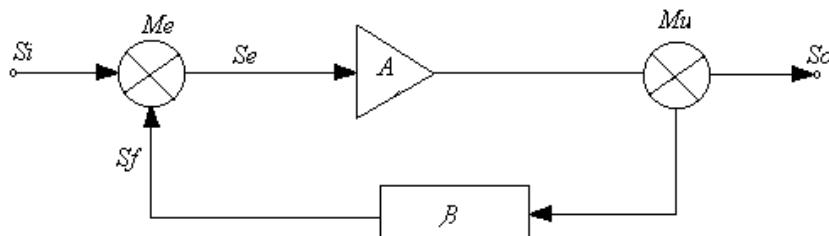


Figura 1-2 Diagrama en bloque de un amplificador realimentado.

Donde

A : Amplificador de ganancia [A].

$\beta$  : Cuadripolo de realimentación cuya función de transferencia se denomina [ $\beta$ ].

$S_i$  : Señal de entrada al amplificador.

$S_o$  : Señal de salida del amplificador

$S_f$  : Señal de realimentación introducida por  $\beta$  en la entrada.

$S_e$  : Señal de error en la entrada del amplificador.

$M_u$  : Bloque de muestreo de la señal de salida.

$M_e$  : Bloque de mezcla de la señal de entrada y la de realimentación.

De la figura 1-1 se puede escribir la expresión de la función de transferencia.

$$S_0 = A \times S_e$$

Ec 1-1

Donde

$$Se = Si + Sf \quad \text{Ec 1-2}$$

Luego

$$So = A(Si + Sf) \quad \text{Ec 1-3}$$

Si en la Ec 1-3 se reemplaza  $Sf$  por  $\beta So$  se obtiene la Ec1-4.

$$So = A(Si + \beta So) \quad \text{Ec 1-4}$$

La ganancia del amplificador realimentado será:

$$Af = \frac{So}{Si} \quad \text{Ec 1-5}$$

Combinando las Ec 1-4 y la Ec 1-5 se obtiene la expresión de la ganancia del amplificador realimentado.

$$Af = \frac{A}{1 - A\beta} \quad \text{Ec 1-6}$$

En este análisis se dan por supuesto ciertas condiciones ideales que en la práctica pueden aproximarse aceptablemente.

1\_ No se transmite señal de la salida a la entrada a través del amplificador (A).

2\_ No se transmite señal de la entrada a la salida a través del circuito de la red ( $\beta$ ). O sea tanto (A) como ( $\beta$ ) son cuadripolos unidireccionales.

3\_ ( $\beta$ ) es independiente de la impedancia del generador excitador y de la impedancia de carga.

Si en la EC 1-1 (A) es un número real negativo, ( $\beta$ ) es un número real positivo y  $A\beta >> 1$  la ganancia disminuye  $|Af| < |A|$  la realimentación es negativa. Esto implica una inversión de fase entre  $Si$  y  $Sf$  de  $180^\circ$  y además  $|Si| > |Sf|$ .

### 1-3 Realimentación negativa

Si en la Ec 1-6 se plantea que (A) es un número real negativo (o sea hay inversión de fase entre la entrada y la salida) y la red ( $\beta$ ) es un número real positivo la realimentación se denomina negativa cambiando el signo en la Ec 1-6. En el caso de que tanto (A) como ( $\beta$ ) sean números real positivo la realimentación se denomina positiva (se verá mas adelante)

$$Af = \frac{-A}{1 + A\beta} \text{ si } |A\beta| >> 1 \text{ luego se tiene que } Af \approx \frac{1}{\beta} \quad \text{Ec 1-7}$$

Si además el producto  $|A\beta| >> 1$  la ganancia a lazo cerrado (Af) dependerá de la red ( $\beta$ ). Esto significa que (Af) depende de la estabilidad de los componentes (en general elementos pasivos y en particular resistencia) que integran la red ( $\beta$ ). De esta manera si se cumplen estas condiciones se puede garantizar que se cumpla la Ec1-7 y de esta forma, cierta estabilidad de la ganancia (Af) respecto a las variaciones de la ganancia a lazo abierto (A). Esta es una propiedad fundamental de la realimentación negativa. A continuación se verá con más profundidad en el Ejemplo N° 1-2 y en el próximo apartado 1-3 sobre propiedades de la realimentación negativa.

### 1-4 Ejemplo 1-2 estabilidad de la ganancia a lazo cerrado.

Si se supone que en el diagrama de la figura 1-2 los valores de cada bloque son los siguientes:

A=600,  $\beta = 0,1$ , Si =20 mV .

- a- Bajo estas condiciones calcular Af y luego el valor de So.
- b- Luego variar la ganancia A a 300 y recalcular Af y So.
- c- Determinar la variación porcentual de Af obtenida y observar si es aplicable la aproximación vista en la Ec 1-7

a) A partir de la Ec1-7 se puede calcular el valor de Af

$$Af = \frac{-600}{1 + 600 \times 0,1} = 9,836$$

luego de la Ec1-5 la salida So será.

$$So = Af \times Si = 9,836 \times 20 = 196,72mV$$

b) Si la ganancia a lazo abierto disminuye a la mitad A=300 se tiene que:

$$Af = \frac{-300}{1 + 300 \times 0,1} = 9,677$$

$$So = Af \times Si = 9,677 \times 20 = 193,55mV$$

c) La variación porcentual de Af cuando la ganancia a lazo abierto varía en un 50% se calcula mediante la siguiente expresión:

$$\Delta Af \% = \frac{9,836 - 9,677}{9,836} \times 100 = 1,61\%$$

Luego se puede ver que mientras se mantenga el producto  $|A| \beta >> 1$  la variación de Af se puede disminuir tanto como se desee y por lo tanto es aplicable la Ec1-7 dado que:

$$Af = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0,1} = 10$$

## 2 Propiedades de la realimentación negativa.

A continuación se estudian algunos de los efectos, que la realimentación negativa tiene sobre las características del amplificador. Mediante esta técnica se pueden modificar parámetros tales como: la estabilidad de la ganancia, impedancia de entrada, impedancia de salida, sensibilidad al ruido y ancho de banda (que se verá más adelante) etc.

### 2-1 Estabilidad de la ganancia con realimentación. Función sensibilidad.

Como se sabe los parámetros de los transistores y los C.I varían a causa de diversos factores tales como: el envejecimiento, temperatura, sustitución, frecuencia de trabajo, etc. Esto se traduce, en una pérdida de estabilidad en la ganancia de lazo abierto del dispositivo.

Por otra parte la función de transferencia de  $\beta$  depende de los elementos de la red de realimentación, los cuales en general son pasivos (normalmente resistencias y capacitores). Si se logra que  $\beta$  determine la Af Ec. 1-7 ésta será independiente de los parámetros del transistor o amplificadores integrados (C.I) que conforman el amplificador A. De esta forma el valor de Af y su estabilidad dependerán solo de los valores de los componentes del cuadripolo  $\beta$  que resultan fácil de calcular y más estables que las variaciones de la ganancia a lazo abierto.

El empleo de la realimentación como se vio puede hacer que la ganancia Af sea casi insensible a la variación de A o sea insensible a la variación de estos parámetros. Una medida cuantitativa de la independencia de Af respecto de las variaciones de A es la función sensibilidad. Esta función se define: como la razón entre la variación relativa o porcentual de Af y la variación relativa o porcentual de A.

$$S = \frac{\frac{dAf}{Af}}{\frac{dA}{A}} \quad \text{Ec 1-8} \quad Af = \frac{A}{(1-T)}$$

Si diferenciamos la Ec1-8 respecto de A y hacemos  $A\beta = T$  queda.

$$\begin{aligned} \frac{dAf}{dA} &= \frac{\partial Af}{\partial A} + \frac{\partial Af}{\partial (1-T)} \frac{d(1-T)}{dA} \\ \frac{dAf}{dA} &= \frac{1}{(1-T)} - \frac{A}{(1-T)^2} \frac{d(1-T)}{dA} \end{aligned} \quad \text{Ec 1-9}$$

Si consideramos  $\beta = \text{cte}$  ( caso mayoritario).

$$\begin{aligned} \frac{dAf}{dA} &= \frac{1}{1-T} - \frac{A}{(1-T)^2} (-\beta) \\ \frac{dAf}{dA} &= \frac{1}{(1-A\beta)^2} = \frac{1}{(1-A\beta)^2} \end{aligned} \quad \text{Ec 1-10}$$

Multiplicando y dividiendo por A en la Ec1-10

$$\frac{dAf}{dA} = \frac{1}{(1-A\beta)} \frac{A}{(1-A\beta)} \frac{1}{A}$$

De donde (para realimentación negativa) será

$$S = \frac{\frac{dAf}{Af}}{\frac{dA}{A}} = \frac{1}{(1+A\beta)} \quad \text{Ec 1-11}$$

Esta relación se denominada “**función sensibilidad**”.

Si se supone una variación del 10% en A, la variación de Af% será.

$$Af\% = SxA\% = \frac{0,1}{(1+A\beta)}$$

Es deseable que S sea igual a cero pero en la práctica esto no se consigue, no obstante las Ec1-7 y Ec1-11 pueden servir para plantear el diseño preliminar del amplificador si se dispone de Af y S como datos.

## 2-2 Ejemplo 1-3 diseño preliminar usando la función sensibilidad.

Realizar el diseño de un amplificador cuya Af = 10 y se permite una sensibilidad del 5%.

$$S = \frac{1}{(1-T)} = 0,05$$

$$Af = \frac{A}{(1-T)} = 10$$

$$A = Af(1-T) = 10 \frac{1}{0,05} = 200$$

Se debe intentar el diseño con  $A = 200$  como mínimo para garantizar la sensibilidad de 5% propuesta. Luego como  $A \times \beta = T$  y  $T > 1$  se tiene que:

$$T = A \times \beta = \frac{1}{0,05} \Rightarrow \beta = 0,1$$

En conclusión: el uso de realimentación negativa ha reducido la ganancia en un factor  $(1 + A\beta)$ , pero también ha mejorado la estabilidad en el mismo factor al independizarla de la variación de  $A$ .

### 2-3 Efecto de la realimentación negativa sobre señales espurias.

La realimentación negativa puede utilizarse para reducir los efectos de las señales extrañas que se presentan en los amplificadores. Estas señales indeseables son normalmente ruidos internos o externos o son producto de distorsión no lineal del amplificador. El efecto de la realimentación sobre estas señales espurias depende del punto del circuito en el cual se introducen. Supongamos, para generalizar, que se introduce entre dos etapas amplificadoras.

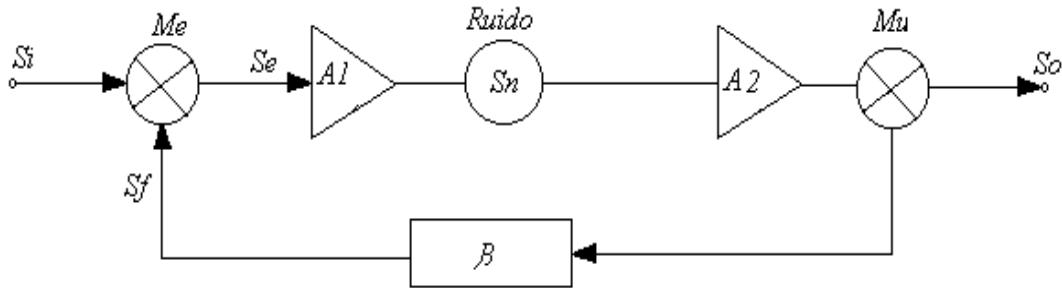


Figura N°1-3 Diagrama de bloques de un amplificador con ruido interno

Además se asume, para simplificar, que la respuesta del sistema es ideal. Pero en la práctica se deben considerar las variaciones de la respuesta debido a los diferentes valores de frecuencia de la señal de entrada y la señal extraña. Lo que importa en realidad, es el efecto de la realimentación negativa sobre la relación señal ruido a la salida del amplificador.

Si en la figura N°1-3 se supone que no hay realimentación se puede escribir.

$$So = SiA1A2 + SnA2 \quad \text{Ec 1-12}$$

De donde la relación señal a ruido es.

$$Rsn = Ai \frac{Si}{Sn} \quad \text{Ec 1-13}$$

De la figura N°1-3 con realimentación.

$$So = A1A2Se + A2Sn \quad \text{Ec 1-14}$$

Introduciendo  $Se = Si + \beta So$

$$So = A1A2(Si + \beta So) + A2Sn$$

Luego despejando  $S_o$

$$S_o = \frac{A_1 A_2 S_i}{(1 - A_1 A_2 \beta)} + \frac{A_2 S_n}{(1 - A_1 A_2 \beta)}$$

La relación señal a ruido será

$$R_s n = \frac{\frac{A_1 A_2 S_i}{(1 - A_1 A_2 \beta)}}{\frac{A_2 S_n}{(1 - A_1 A_2 \beta)}} = \frac{A_1 S_i}{S_n} \quad \text{Ec 1-15}$$

Como se ve la relación señal a ruido es la misma con o sin realimentación. Para mejorar la  $R_s n$  habrá que aumentar  $A_1$  o  $S_i$ . Esto significa en el primer caso problemas de inestabilidad y posible distorsión al ser mayor la excitación. Pero si al mismo tiempo que se incrementa  $A_1$  se aplica realimentación negativa, la componente de señal puede mantenerse con un valor moderado mientras que la componente de señal extraña a la salida disminuye al ser dividida por  $(1 + A\beta)$ .

Por lo tanto la realimentación es útil únicamente mientras permita el incremento  $[A_1 x S_i]$ . De esta forma se logra mejorar el grado de ruidosidad del amplificador.

Si el ruido está aplicado en la entrada (por ejemplo ruido térmico en las resistencias de entrada) como se ve en la figura N°1-4 la realimentación no tendrá ningún efecto sobre la señal extraña.

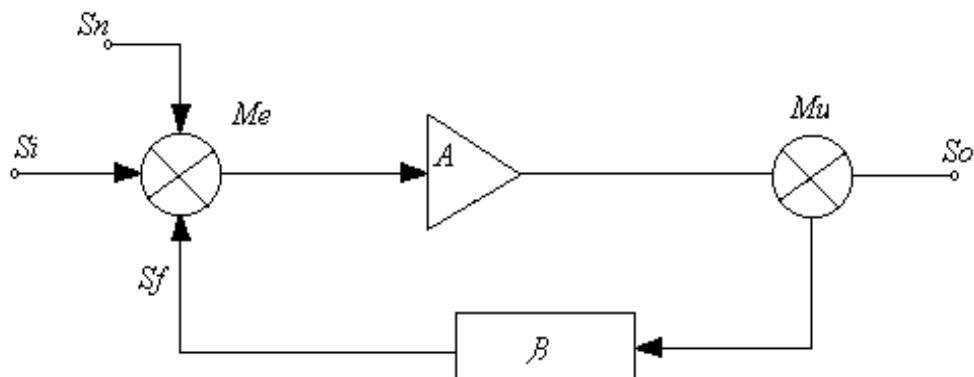


Figura N° 1-4 Diagrama de bloque de un amplificador con ruido en la entrada.

En este caso el amplificador no discrimina entre señal y ruido salvo que la configuración circuital sea adecuada para diferenciar entre señal y ruido. Este es el caso del amplificador diferencial o el amplificador operacional que se verá más adelante.

Por otra parte si la señal extraña se presenta en la salida del amplificador como se ve en la figura N°1-5.

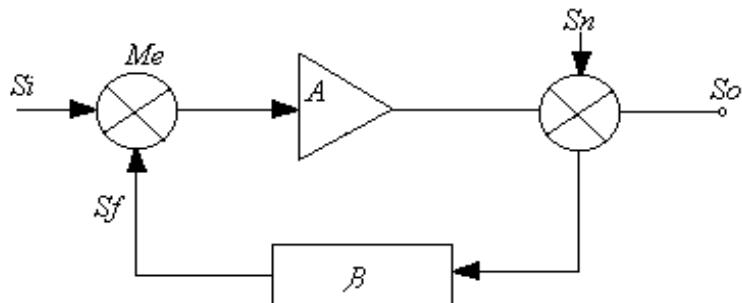


Figura N°1-5 Diagrama de bloque de un amplificador con ruido en la salida.

La situación es exactamente la misma que antes en la Ec1-15 y habrá que aumentar  $[A_x S_i]$  para mejorar  $R_s n$

$$So = \frac{A}{(1-A\beta)} Si + \frac{1}{(1-A\beta)} Sn \quad \text{Ec 1-16}$$

Estas señales extrañas, en la salida, pueden ser zumbidos de la fuente de alimentación y/o distorsión no lineal producida en la etapa de salida del amplificador. El efecto apreciable de la realimentación a la salida es una atenuación de la distorsión en un factor  $(1+A\beta)$ .

Al respecto resulta importante destacar, que la amplitud de las armónicas producidas por la distorsión es función de la amplitud de la fundamental a la salida. Cuando se aplica realimentación y se aumenta el producto  $[A \times Si]$  la señal a la salida tiende a mantenerse con la misma amplitud igual que las armónicas. Pero la distorsión es dividida por  $(1+A\beta)$  para la misma señal de salida.

Si se considera como ejemplo una distorsión de segunda armónica solamente o sea una transferencia parabólica. Se tendrá que:

$So_2 =$ Amplitud de la 2º armónica sin realimentación

$So_{2f} =$ Amplitud de la 2º armónica con realimentación

$$So_{2f} = So_2 + A\beta So_2 f \quad \text{luego} \quad So_{2f} = \frac{So_2}{(1 - A\beta)} \quad \text{Ec 1-17}$$

Como  $A$  y  $\beta$  pueden ser en general funciones de la frecuencia deben calcularse para trabajar también a la frecuencia del segundo armónico. Para este caso la segunda armónica atenuada estará definida por la Ec1-17.

Este análisis desprecia el hecho de que la nolinealidad en la etapa de salida actúa sobre la componente de distorsión ( $A \beta B_2 f$ ) devuelta a la entrada por la realimentación, es decir, se desprecia la distorsión de la distorsión por su efecto de valor reducido.

#### 2-4 Efecto de la realimentación negativa sobre los niveles de impedancia.

Es posible, mediante la realimentación negativa, mejorar sensiblemente los niveles de impedancia de un amplificador aproximándolos a los niveles ideales para el tipo de amplificador que se trate, como así también es posible alejarlo de los niveles ideales. Esta variación de niveles de impedancia depende, básicamente de la topología de realimentación adoptada.

Para aclarar esta cuestión dibujaremos nuevamente la figura N°1-2 pero discriminando en la salida y la entrada las señales de tensión y corriente respectivamente.

En el caso de la salida del amplificador se puede decir "**La impedancia de salida del amplificador dependerá del tipo de muestra que se realiza en la salida del amplificador**"

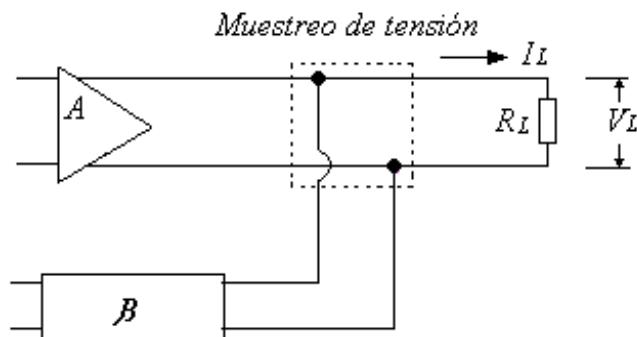
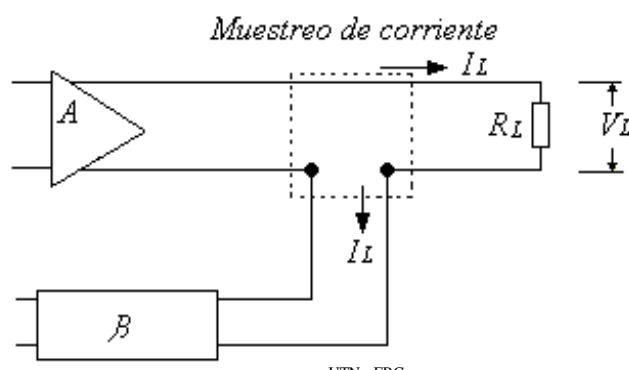


Figura N°1-6 Salida de un amplificador realimentado con muestreo de tensión.



En la Figura N°1-6 se muestrea la tensión de salida, luego se demostrará que la impedancia de salida del amplificador disminuye mientras que en la figura N°1-7 se hace muestreo de corriente y la impedancia de salida aumenta en este caso.

En el caso de la entrada del amplificador - ***"La impedancia de entrada del amplificador dependerá del tipo de mezcla que se realiza en la entrada del amplificador"***

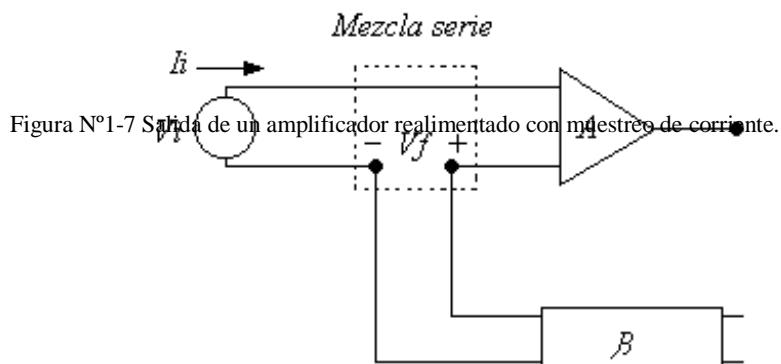
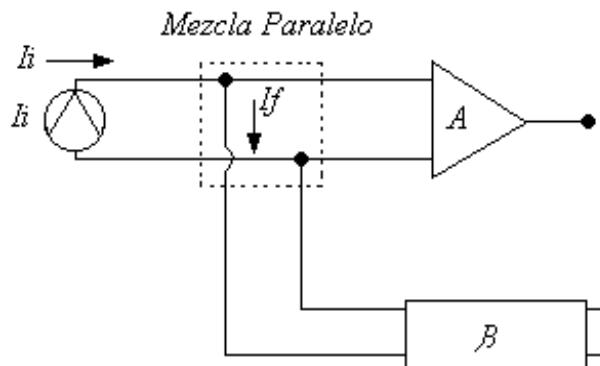


Figura N°1-8 Entrada de un amplificador realimentado con mezcla serie.



En la figura N°1-8 la mezcla se denomina serie (de tensión), en este caso se demostrará que la impedancia tiende a aumentar mientras que en la figura N°1-9 se presenta la mezcla paralela (de corriente), en la cual la impedancia de entrada disminuye. El estudio analítico sobre cada una de las topologías se hará más adelante.

### 3 Clasificación de los amplificadores.

Es de suma importancia; antes de entrar al análisis de los circuitos realimentados tener un conocimiento detallado de los distintos tipos de amplificadores y sus características más importantes.

Los amplificadores se pueden clasificar en función de los cuadripolos activos que los componen, de modo que, la función de transferencia no dependa de la impedancia del generador excitador, ni de la impedancia de carga del amplificador. Por lo tanto la función de transferencia no debe depender de las condiciones externas del amplificador, claro que, en la práctica lo antes dicho presenta limitaciones de orden práctico.

En función de esto se pueden clasificar en :

- 1-Amplificador de tensión.
- 2-Amplificador de corriente.
- 3-Amplificador de transadmitancia.
- 4-Amplificador de transimpedancia.

A continuación se estudian las características básicas: (impedancias de salida y entrada y función de transferencia) de cada uno de ellos.

### 3-1 Amplificador de tensión

Estos son los de uso más difundido, por razones de orden tecnológico. Esta tendencia se observa con claridad dado que la industria microelectrónica lanza al mercado una gran variedad de amplificadores lineales de tensión llamados amplificadores operacionales (A.O) cuyas características son la de un amplificador de tensión prácticamente ideal para muchas aplicaciones (ganancia de tensión elevada, impedancia de entrada elevada e impedancia de salida baja).

En la figura N°1-10 se ve el circuito equivalente de Thevenin de un cuadripolo que representa un amplificador de tensión.

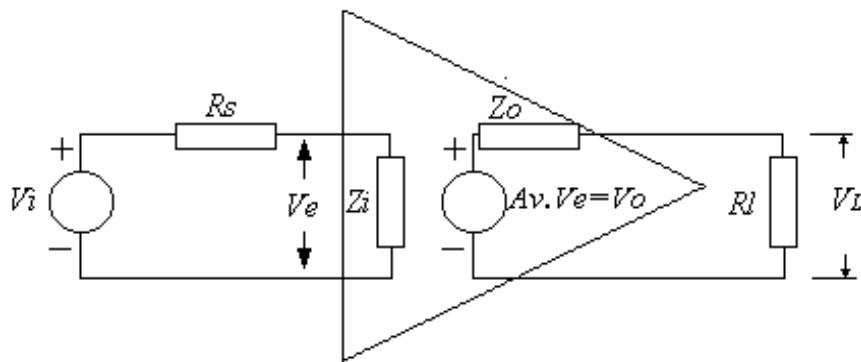


Figura N°1-10 Circuito equivalente del amplificador de tensión.

$$Zi \gg Rs \Rightarrow \text{entonces } Ve \approx Vi \quad \text{Ec 1-18}$$

$$Rl \gg Zo \Rightarrow \text{entonces } Vo \approx Av Ve \approx Vi \quad \text{Ec 1-19}$$

En conclusión: el amplificador de tensión suministra a la salida una tensión proporcional a la tensión de entrada. Si se dan las condiciones de la Ec1-18 y Ec1-19 el factor de proporcionalidad es independiente de  $Rl$  y  $Rs$ .

En el caso ideal (al cual se aproxima bastante el amplificador operacional) las impedancia de entrada, salida y la ganancia de tensión serán

$$Zi = \infty, \quad Zo = 0 \quad \text{y} \quad Av = \frac{Vo}{Vi} \quad \text{Ec 1-20}$$

### 3-2 Amplificador de corriente

Suministra una corriente proporcional a la corriente de entrada. Se puede representar por un circuito equivalente de Norton como se muestra en la Figura N°11.

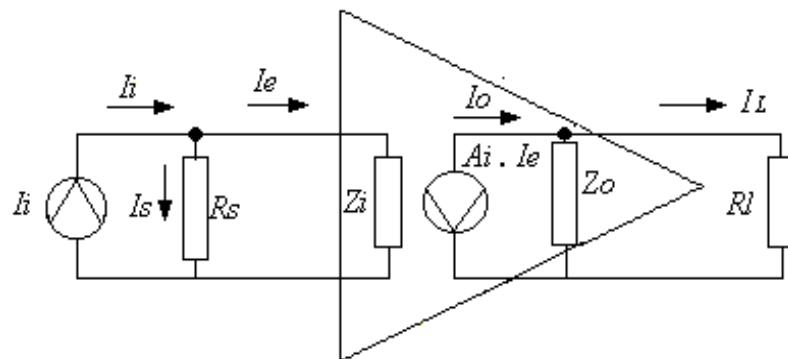


Figura N°1-11 Circuito equivalente del amplificador de corriente.

$$Zi \ll Rs \Rightarrow Ie \approx Ii \quad \text{Ec 1-21}$$

$$Z_o \gg R_l \Rightarrow A_i I_i \approx I_l$$

Se puede decir que  $A_i$  es independiente de  $R_s$  y  $R_c$  si se dan las condiciones arriba planteadas.  
El amplificador ideal tendrá:

$$Z_i = 0, \quad Z_o = \infty \quad \text{y} \quad A_i \approx \frac{I_l}{I_i} \quad \text{Ec 1-23}$$

### 3-3 Amplificador de transadmitancia.

Suministra a la salida una corriente proporcional a la tensión de entrada.  
Su circuito equivalente figura N°1-12 se puede representar por Thevenin a la entrada y por un circuito de Norton a la salida.

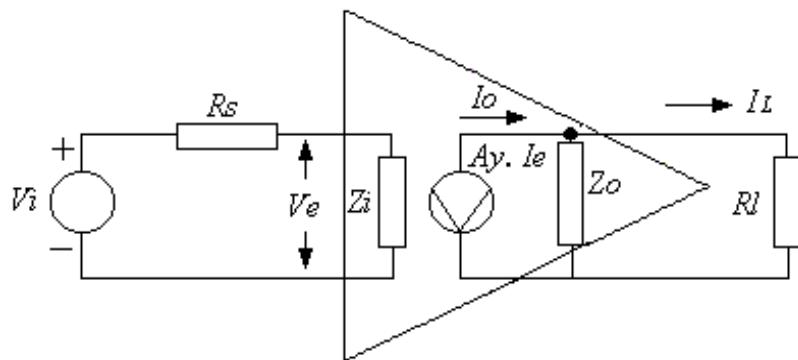


Figura N°1-12 Circuito equivalente del amplificador de transadmitancia.

Donde se considera que:

$$Z_i \gg R_s \Rightarrow V_i \approx V_e \quad \text{Ec 1-24}$$

$$Z_o \gg R_l \Rightarrow I_o \approx I_l \approx V_i A_y \quad \text{donde } A_y [1/\Omega] \quad \text{Ec 1-25}$$

Por lo tanto  $A_y$  no depende de  $R_s$  ni de  $R_l$ .

En el amplificador ideal.

$$Z_i = \infty, \quad Z_o = \infty \quad \text{y} \quad A_y = \frac{I_l}{V_i} \quad \text{Ec 1-26}$$

### 3-4 Amplificador de trasimpedancia.

Suministra una tensión de salida proporcional a la corriente de entrada, por lo tanto, su circuito equivalente estará constituido por un generador de Norton a la entrada y un generador de Thevenin a la salida.

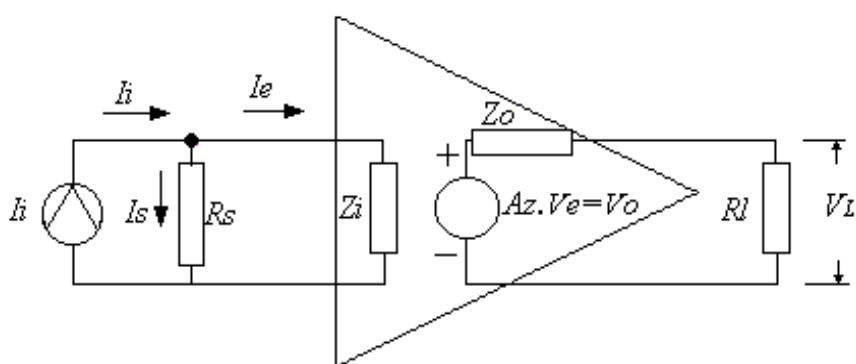


Figura N°1-13 Circuito equivalente del amplificador de trasimpedancia.

$$Z_i \ll R_s \Rightarrow I_e \approx I_i$$

Ec 1-27

$$Z_o \ll R_l \Rightarrow V_o \approx V_l \approx A_z I_e \quad \text{donde} \quad A_z [\Omega]$$

Ec 1-28

Si se dan las aproximaciones planteadas se puede decir que el factor de proporcionalidad  $A_z$  es independiente de  $R_s$  y de  $R_l$ .

En el caso ideal tendremos.

$$Z_i = 0, \quad Z_o = 0 \quad \text{y} \quad A_z = \frac{V_l}{I_i}$$

#### 4 Distintos tipos de topologías de amplificadores realimentados.

De acuerdo al tipo de muestreo y mezcla que se use y a cual de las funciones de transferencia responde el amplificador a lazo abierto se puede obtener 16 variantes de topologías de amplificadores realimentados.

En la tabla N°1-2 se puede apreciar las distintas combinaciones teniendo en cuenta todas las posibilidades.

$A$	$M_u$ tensión Me. serie	$M_u$ corriente Me para	$M_u$ tensión Me paral.	$M_u$ corriente Me serie
$A_v$				
$A_i$				
$A_z$				
$A_y$				

Tabla N°1-2 Topología de amplificadores realimentados.

Se puede observar, que un determinado tipo de realimentación, tiende a llevar los niveles de impedancia del amplificador a lazo abierto a sus valores ideales en, cuyo caso, el amplificador realimentado posee el mismo tipo de transferencia que a lazo abierto.

Pero en el resto de los casos, la transferencia del amplificador realimentado resultante, tiene a alterarse respecto de las características de lazo abierto; migrando su función a uno de los otros tres tipos definidos.

#### 4-1 Análisis de casos de mejora de la función de transferencia.

Por cuestiones de practicidad se analizarán: el caso de los amplificadores a lazo abierto de uso más frecuentes y por lo tanto los más difundidos en el mercado. La intención es demostrar que con la topología seleccionada se pueden mejorar las características que definen al tipo de amplificador.

Básicamente la selección de topología se hace de manera que, se tienda a lograr niveles de impedancia de entrada y salida que se aproximen a los valores ideales que caracterizan al tipo de amplificador que se desea mejorar.

A continuación, se estudiarán topologías, que tiendan a mejorar la función de transferencia de un amplificador de tensión  $A_v$  y uno de corriente  $A_i$ .

#### 4 – 1a Amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla serie.

Se plantea, analizar, el modelo de amplificador de tensión de la figura N°1-10 realimentado de forma que se produzca una mejora en los niveles de impedancia y se logre la estabilidad de la función a lazo cerrado.

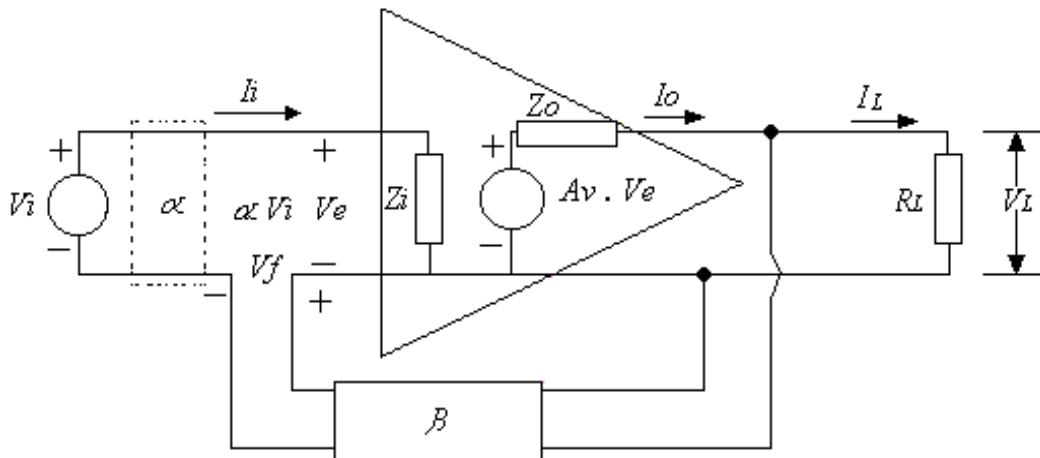


Figura N°1-14 Amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla serie.

Se opta una topología como la vista en la figura N° 1-14, con muestra de tensión a la salida y mezcla serie. Donde  $\alpha$  es la fracción de la tensión de excitación aplicada efectivamente a la entrada del amplificador. Es adimensional y su valor puede variar entre 0 y 1. Este bloque representa la posible atenuación que podría introducir la red  $\beta$  en el la señal excitadora.

Si se tiene en cuenta, que la red  $\beta$  no carga la salida del amplificador, se puede desconectar de la salida siempre; que se introduzca mediante un generador equivalente la señal de realimentación en la entrada.

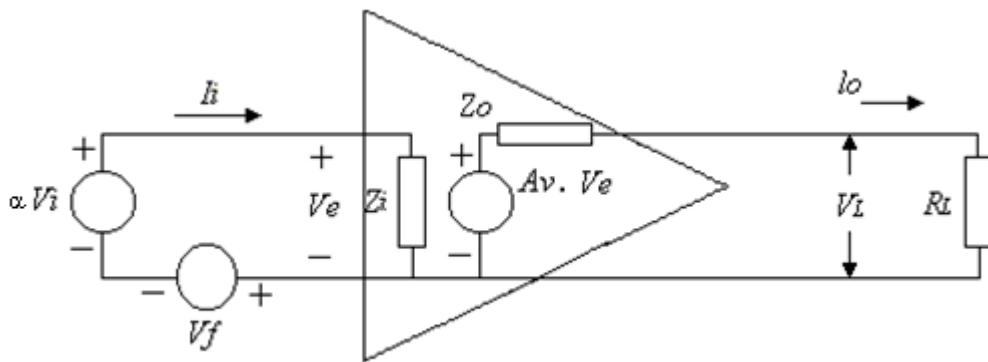


Figura N°1-15 Efecto de la realimentación a la entrada con mezcla serie.

De la malla de entrada del circuito de la figura N°1-14.

$$Ve = \alpha Vi - Vf = \alpha Vi - \beta VL \quad \text{Ec 1-30}$$

Si en el circuito de salida de la figura N°1-14 se supone que  $\beta$  no carga se puede escribir.

$$VL = AvVe - ZoIo \quad \text{Ec 1-31}$$

Introduciendo la Ec1-30 en la Ec1-31 se obtiene la Ec1-32

$$VL = Av(\alpha Vi - \beta VL) - ZoIo \quad \text{Ec 1-32}$$

Luego despejando  $VL$  de Ec1-32 se obtiene Ec1-33

$$VL = \frac{\alpha Av}{(1 + \beta Av)} Vi - \frac{Zo}{(1 + \beta Av)} Io \quad \text{Ec 1-33}$$

Del modelo simplificado del amplificador realimentado que se ve en la figura N°1-15 se deduce que la tensión de salida  $V_L$  es:

$$V_L = Avf \times V_i - Z_{of} \times I_o \quad \text{Ec 1-34}$$

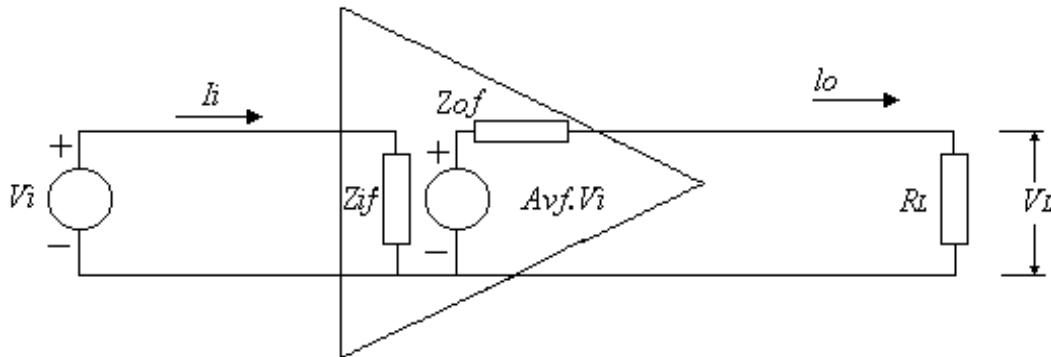


Figura N°1-16 Circuito simplificado del amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla serie..

Comparando la Ec1-33 y la Ec1-34 se tiene que:

$$Avf = \frac{\alpha A_v}{(1 + A\beta)} \Rightarrow \text{para } |A\beta| \gg 1 \Rightarrow Avf = \frac{\alpha}{\beta} \quad \text{Ec 1-35}$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{(1 + A\beta)} \quad \text{Ec 1-36}$$

Por otra parte en muchos casos  $\alpha = 1$  o sea se obtiene la Ec. por lo que el concepto del apartado 1-1 está comprobado para este caso y como veremos, a todos los casos, porque esto no depende de la topología. Como se esperaba la  $Z_o$  disminuye con muestreo de tensión en la cantidad  $(1+Av\beta)$  veces según la Ec.

#### *Determinación de la impedancia de entrada.*

La impedancia de entrada se determina a partir de la figura N°1-16

$$Z_{if} = \frac{V_i}{I_i} \Rightarrow \text{pero } I_i \approx \frac{V_e}{Z_i} \quad \text{Ec 1-37}$$

Luego la Ec1-37 se puede plantear como la Ec1-38.

$$Z_{if} = \frac{V_i}{V_e} Z_i \quad \text{Ec 1-38}$$

Si de la Ec1-30 se despeja  $V_i$  y se introduce en la Ec1-38 se tiene.

$$V_i = \frac{V_e + \beta V_L}{\alpha} \text{ luego se puede escribir } Z_{if} = \left( \frac{1}{\alpha} + \frac{\beta V_L}{\alpha V_e} \right) Z_i \quad \text{Ec 1-39}$$

Si suponemos que  $Z_o \ll R_L$  como sucede en los amplificadores de tensión se tiene  $V_L \approx Av V_e$   
Por lo tanto.

$$Z_{if} = \frac{(1 + \beta A_v)}{\alpha} Z_i \quad \text{Ec 1-40}$$

Como  $\alpha \leq 1$  la impedancia de entrada como mínimo aumenta  $(1+Av\beta)$  veces.

Tal como inicialmente se propuso se demostró que con esta topología mejoran las características del amplificador de tensión.

#### 4 – 1b Ejemplo 1-4. Caso amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla serie.

En la figura N°1-17 se presenta un amplificador de tensión de alta ganancia. El mismo está constituido por tres etapas, una entrada diferencial ( $Q_1, Q_2$ , y  $Q_3$ ), una etapa intermedia emisor común ( $Q_4$ ) que incrementa fuertemente la ganancia y finalmente una etapa de colector común ( $Q_5$ ) que le otorga baja impedancia de salida. Se tiene que  $h_{ie} \approx 1\text{K}\Omega$  y  $h_{fe} = 150$ .

En la misma figura, se observa el uso de la entrada por base de  $Q_3$  (inversora) para cerrar el lazo de realimentación con topología de muestra de tensión y mezcla serie para  $\beta = 0,1$ .

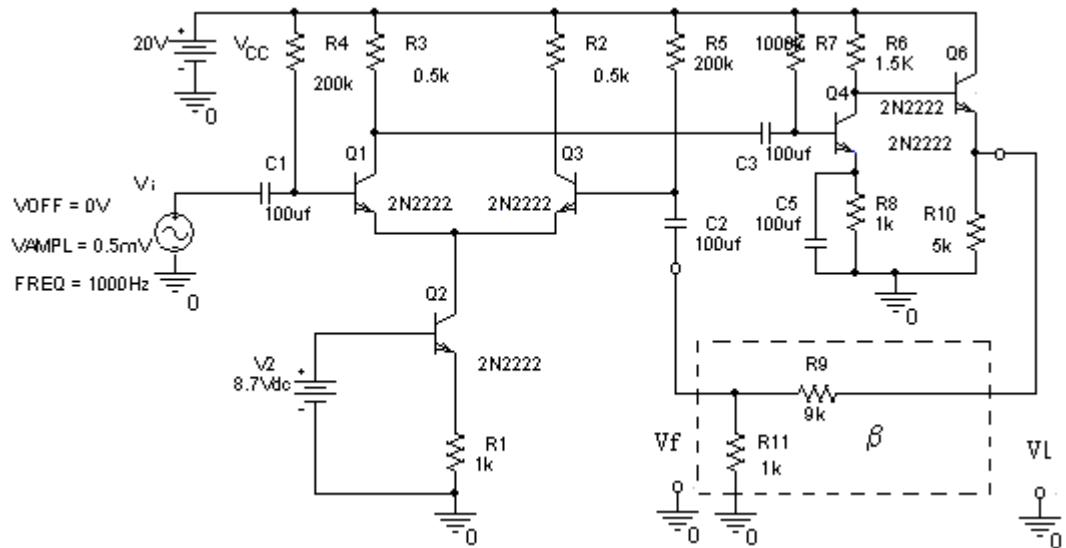


Figura N°1-17 Amplificador de tensión de alta ganancia.

Se propone:

- Como se encuentra en topología de muestra de tensión y mezcla serie para  $\beta = 0,1$  obtener los valores de:  
a1) ganancia y a2) impedancias de entrada y salida.
- Simular el punto a para verificar el valor de la ganancia a lazo abierto  $A_v$  y la de lazo cerrado  $A_{vf} \approx 1/\beta = 10$ .

#### Solución propuesta

##### Análisis de Amplificador sin realimentación determinación de $A_v$

a1) Como se propone determinar la ganancia de tensión ( $A_{vf}$ ) y si se considera que  $Q_6$  está en configuración colector común (o sea  $V_L \approx V_{C4}$ ), la relación a obtener es:

$$A_v = \frac{V_L}{V_{b4}} \times \frac{V_{b4}}{V_i}$$

En la figura N°18 se muestra el circuito equivalente aplicando modelo de parámetros híbridos. En el mismo se puede ver que la red  $\beta$  pasivada está representada por  $R_a$  y  $R_b$  en la entrada y salida del circuito

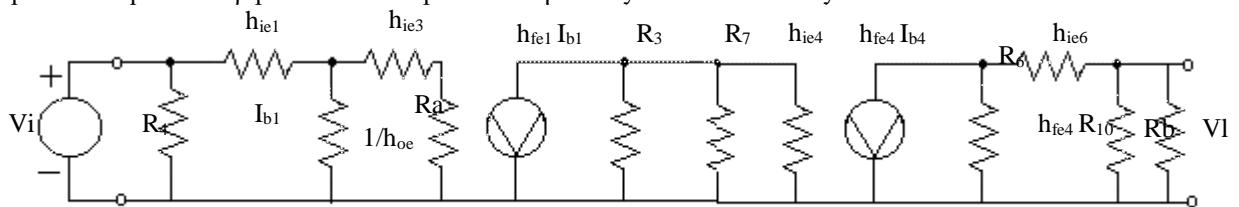


Figura N°1-18 Amplificador de tensión de alta ganancia.

Si en el circuito de la figura N°17 se supone que  $1/h_{oe} \gg h_{ie3}$  y además se hace  $R_{L1} = R_3//R_7//h_{ie4}$

$$Ib1 \approx \frac{Vi}{hie1 + hie3 + Ra} \text{ ademas } Rl1 = R3 // R7 // hie4 \text{ y } Ra = R5 // R11 // (R9 + R10) \approx 0,93$$

Luego la ganancia de la primera etapa, será:

$$Vb4 = Vc1 = -Ib1 \times hfe \times Rl1 = -\frac{Vi}{hie1 + hie3 + Ra} \times hfe \times Rl1$$

$$\frac{Vb4}{Vi} = -\frac{hfe \times Rl1}{hie1 + hie3 + Ra}$$

$$\frac{Vb4}{Vi} = -\frac{150 \times (0,5 // 1000 // 1,25)}{1 + 1 + [200 // 1 // (9 + 5)]} = -18,25$$

Para el cálculo de  $Vl$  se puede suponer que  $Vl \approx Vc4$  y además que  $R5 \gg R11$  luego se tendrá.

$$Ib4 = \frac{Vb4}{hie4} \quad \text{y se hace ademas} \quad Rl4 = R6 // \{hie6 + [hfe \times R10 // (R9 + R11 // 2hie)hfe]\} \approx 1,5K\Omega$$

Por lo tanto  $Vc4 \approx Vl$  será.

$$Vc4 = Vl = -Ib4 \times hfe \times Rl4 = -\frac{Vb4}{hie4} \times hfe \times Rl4$$

La ganancia de la segunda etapa de salida, será:

$$\frac{Vl}{Vb4} = -\frac{hfe \times Rl4}{hie4}$$

$$\frac{Vl}{Vb4} = -\frac{150 \times 1,5}{1,25} = -180$$

Luego la ganancia a lazo abierto, será:

$$Av = (-180) \times (-18,25) = 3285 \approx 3300$$

### Análisis de la red $\beta$

En la figura N° 17 se observa que  $\beta$  está constituida por  $R9$  y  $R11$  por lo tanto se puede escribir:

$$Vf = \frac{Vl}{R9 + R11} \times R11 \quad \text{de donde} \quad \beta = \frac{R11}{R9 + R11}$$

Los valores de  $R11$  y  $R9$  de la figura N° 17 se deben elegir de modo que alteren lo menos posible el comportamiento del amplificador a lazo abierto.

a-2) En la figura N°19 se puede ver el circuito equivalente de entrada y del mismo se puede determinar la impedancia de entrada  $Zid$ .

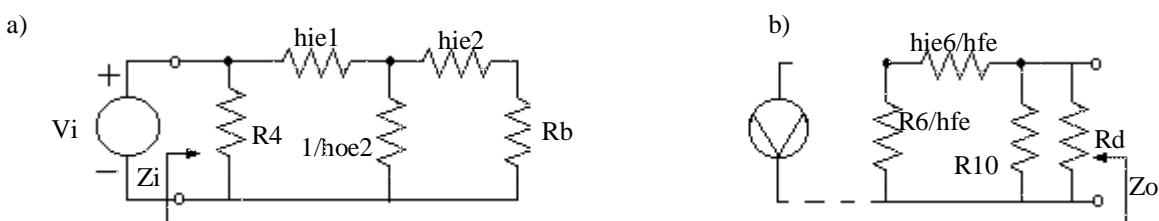


Figura N°1-19 a y b Circuito equivalente de entrada y de salida a lazo abierto.

Suponiendo que  $1/h_{oe} \gg h_{ie}$  +  $R_b$  y que  $R_4$  y  $R_5$  no se deben considerar por no tener influencia sobre la impedancia diferencial y además que  $R_b = R_{11} // (R_9 + R_{10}) \approx 0,95$ .

Luego se tiene  $Z_{id}$ , será:

$$Z_{id} = h_{ie1} + h_{ie3} + R_a$$

$$Z_{id} = 2,93 K\Omega$$

La impedancia de salida se determina del circuito de la figura N°18b suponiendo que la impedancia de salida del transistor es muy elevada  $1/h_{oe}$ . Donde  $R_b = R_9 + (R_{11} // R_5 // 2h_{ie1})$

$$Z_0 = R_b // R_{10} // \frac{h_{ie6} + R_6}{h_{fe}}$$

$$Z_0 = [9 + (1 // 200 // 2)] // 5 // \frac{1,4 + 1,5}{150} = 0,018 \approx 20\Omega$$

Luego con los valores calculados de ganancia a lazo abierto ( $A_v$ ) e impedancias de entrada y salida a lazo abierto ( $Z_i$ ) y ( $Z_o$ ), se pueden determinar las características del amplificador realimentado.

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v} \Rightarrow A_{vf} = \frac{3300}{1 + 0,1 \times 3300} = 9,969 \approx \frac{1}{\beta} = 10$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \beta A_v} \Rightarrow Z_{of} = \frac{20}{1 + 0,1 \times 3300} = 0,06\Omega$$

$$Z_{if} = Z_{id}(1 + \beta A_v) \Rightarrow Z_{if} = 2,93(1 + 0,1 \times 3300) = 969,8 K\Omega$$

Luego la impedancia de entrada vista efectivamente por el generador excitador será:

$$Z_{id} = R_4 // Z_{if} = 200 K\Omega // 969,8 K\Omega = 162 K\Omega$$

b1) En la simulación del circuito de la figura N°1-20 se observa, la captura de la curva de ganancia de tensión a lazo abierto del amplificador. En esta curva, se debe aclarar, que se considera la ganancia a lazo abierto como el valor que se lee al superar la frecuencia de corte inferior del amplificador. Esta frecuencia fue elegida a 1 Khz aproximadamente dentro de la zona plana de respuesta o de frecuencias centrales. Se observa que el valor leido coincide en gran medida con el calculado anteriormente  $A_v = 3300$  para  $f = 1$  Khz.

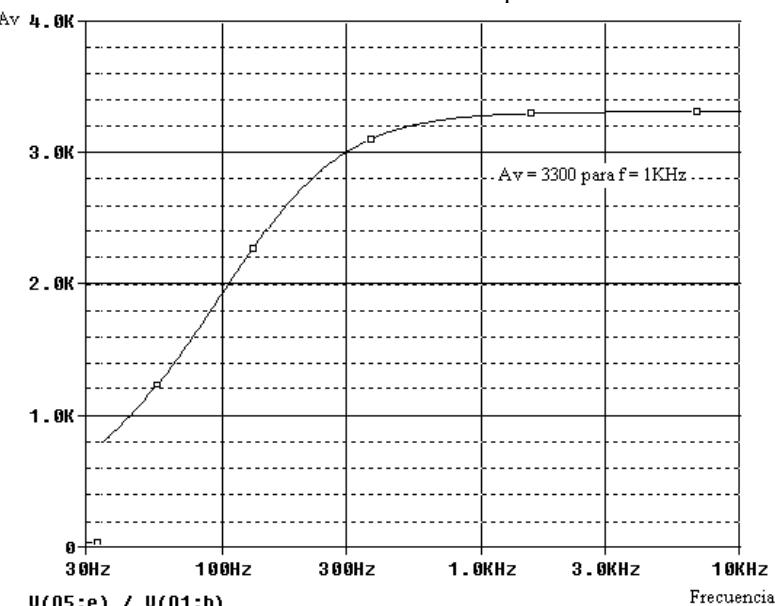


Figura N°1-20 Curva de ganancia del amplificador a lazo abierto.

De la curva de la figura N° 1-21 se ve que la ganancia para frecuencias centrales o sea dentro del amplificador que es  $A_v = 10$  para  $f = 1\text{Khz}$  confirmado el valor calculado.

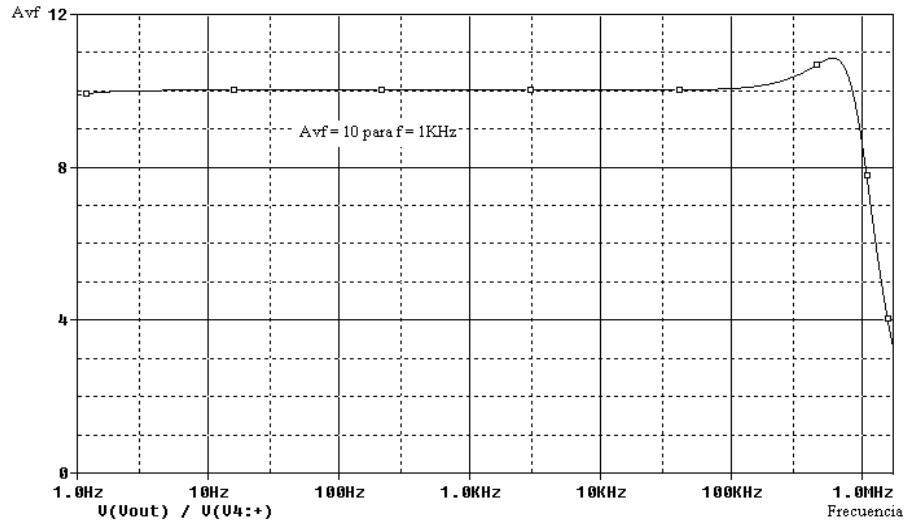


Figura N°1-21 Curva de ganancia del amplificador a lazo cerrado.

#### 4 – 1c Amplificador de corriente con muestra de corriente y mezcla paralela.

En este caso se trabaja por comodidad, con admitancias, pues permiten un fácil tratamiento algebraico.

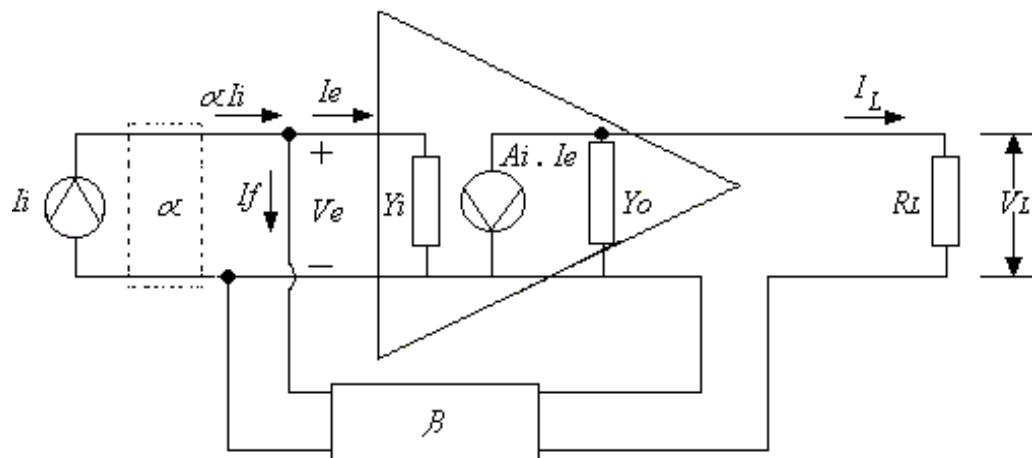
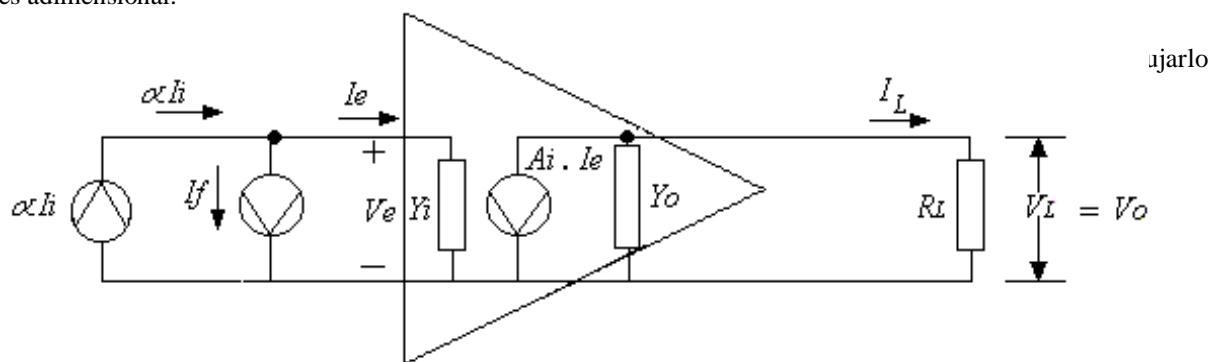


Figura N°1-22 Amplificador de corriente con muestra de corriente y mezcla paralela.

$\alpha$  = Fracción de la corriente de excitación aplicada, efectivamente, a la entrada del amplificador. Al igual que  $\beta$  es adimensional.



Del circuito de entrada de la figura N°1-22 se obtiene:

$$I_e = \alpha I_i - I_f = \alpha I_i - \beta I_l \quad \text{Ec 1-41}$$

Luego del circuito de salida de la figura N° 1-23 se puede escribir.

$$I_l = A_i I_e - I_o V_o \quad \text{Ec 1-42}$$

Si se considera la carga de  $\beta$  en la salida entonces  $I_o = I_l$  y la Ec1-42 no seria correcta, pero en general nuestra suposición, es válida.

Combinando las Ec1-41 con la Ec1-42 y despejando  $I_l$ .

$$I_l = A_i(\alpha I_i - \beta I_l) - I_o V_o \quad \text{Ec 1-43}$$

$$I_l = \frac{\alpha A_i}{(1 + \beta A_i)} I_i - \frac{Y_o}{(1 + \beta A_i)} V_o \quad \text{Ec 1-44}$$

El modelo simplificado del amplificador realimentado será: el de la figura N°1-24.

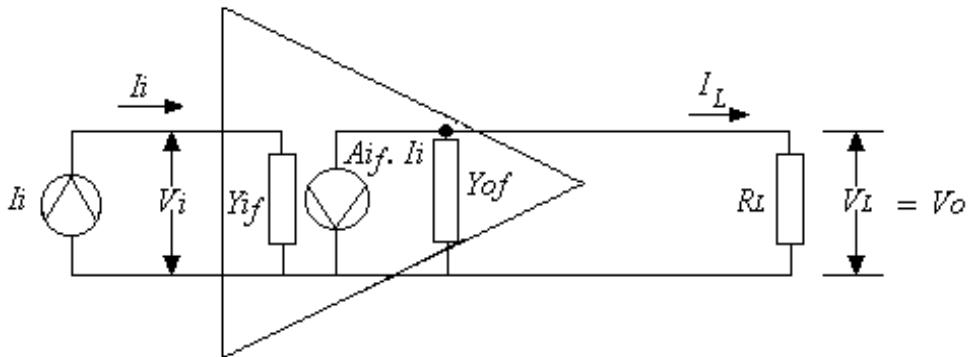


Figura N°1-24 Circuito simplificado del amplificador de corriente con muestra de corriente y mezcla paralela

De la figura 1-24 se puede escribir.

$$I_l = A_i f I_i - Y_{of} V_o \quad \text{Ec 1-45}$$

De la comparación entre las Ec 1-44 y la Ec1-45 surge que.

$$A_i f = \frac{\alpha A_i}{(1 + \beta A_i)} \quad \text{Ec 1-46}$$

$$Y_{of} = \frac{Y_o}{(1 + \beta A_i)} \quad \text{invirtiendo se tiene} \quad Z_{of} = Z_o(1 + \beta A_i) \quad \text{Ec 1-47}$$

Como es de esperar: en la Ec1-46 la ganancia  $A_i f$  adquiere la forma de la ecuación general de la realimentación negativa, con su característica de estabilidad si  $|A_i| \beta | >> 1$ . En la Ec1-47 se confirma lo dicho en el apartado 2-4 , aumentando la impedancia de salida, para muestreo de corriente.

#### Determinación de la impedancia de entrada.

La admitancia de entrada de amplificador realimentado se puede ver en la figura: N° 1-24, de donde

$Y_{if} = \frac{I_i}{V_i}$ , de la Fig. Vi = Ve por lo tanto.  $Y_{if} = \frac{I_i}{V_e}$

De la Ec1-41 Se puede despejar  $I_1$

$$I_l = \frac{I_e + \beta l I}{\alpha} \quad \text{Ec 1-49}$$

## Introduciendo la Ec1-49 en la Ec 1-48

$$Yif = \left( \frac{Ie}{\alpha V_e} + \frac{\beta ll}{\alpha V_e} \right) \quad \text{Ec 1-50}$$

pero  $y_i = \frac{I_e}{V_e}$  ;  $I_l = A_i I_e$  o sea que  $I_o \approx I_l$

$$Y_{if} = \left( \frac{Ie}{\sigma V e} + \frac{\beta A i Ie}{\sigma V e} \right) \quad \text{o sea,} \quad Y_{if} = \frac{(1 + \beta A i)}{\alpha} Y_i \quad \text{Ec 1-51}$$

Por lo tanto Zif, será:

$$Zif = \frac{\alpha}{(1 + \beta A_i)} Zi \quad \text{Ec 1-52}$$

La impedancia de entrada disminuye con mezcla paralela tal como se esperaba; tendiendo a reafirmar las características del amplificador de corriente en cuanto a sus niveles de impedancia y estabilidad de la Aif respecto de las variaciones de Ai.

#### 4 – 1d Ejemplo 1-5. Caso amplificador de corriente con muestra de corriente y mezcla paralela.

En la figura Nº1-25 se presenta un amplificador de corriente que está constituido por: dos etapas en configuración emisor común acoplados en cascada denominado RC.

En la misma figura se usa la resistencia de emisor ( $R_5$ ) como elemento sensor de la corriente de salida, cerrando el lazo a través de  $R_{10}$  que reinyecta la corriente de realimentación  $I_F$  en la base del transistor  $Q_1$  en la cual, se realiza la mezcla entre  $I_B$  e  $I_F$  de modo que  $I_B$  sea la corriente de error propiamente dicha. Por lo tanto se tiene que la topología es de muestra de corriente y mezcla paralela.

que la topología es de muestra de corriente y mezcla paralela  
El cuadripolo  $\beta$  está dimensionado para que la ganancia a lazo cerrado sea  $A_{if} = 10$  y además se tiene que  $h_{ie1} = 4K\Omega$  y  $h_{ie2} = 0,75K\Omega$  y  $h_{fe} = 150$ .

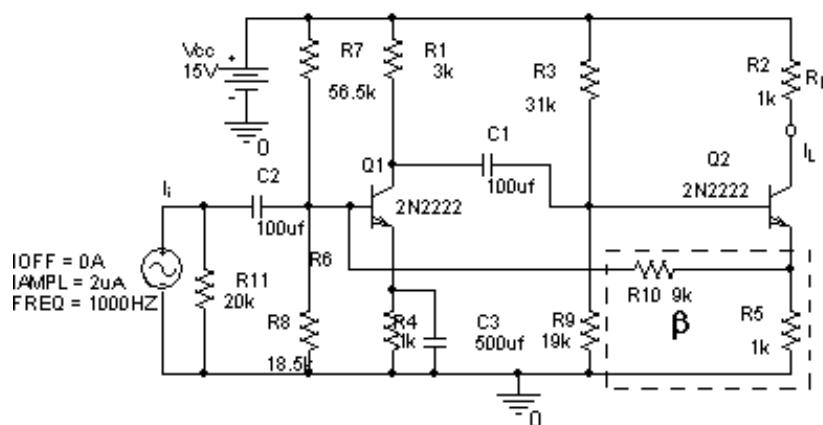


Figura N°1-25 Circuito del amplificador de corriente con muestra de corriente y mezcla paralela

Se propone:

- a) Teniendo en cuenta la topología de muestra de corriente y mezcla paralela para  $\beta = 0,1$  obteniendo los valores de:  
 a1) ganancia y a2) impedancias de entrada y salida.  
 b- Simular el punto a para verificar  $A_{if} = 10$ .

### Solución propuesta

#### Análisis del Amplificador sin realimentación determinación de $A_i$

a1) En el circuito de la figura N°1-26 se muestra el amplificador a lazo abierto, sin realimentación, es decir con la red  $\beta$  pasivada.

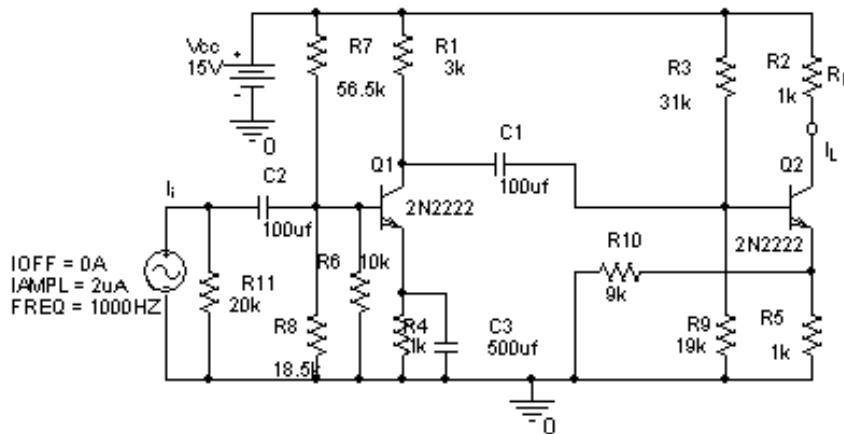


Figura N°1-26 Circuito del amplificador de corriente a lazo abierto

A partir de este circuito, es posible dibujar el equivalente de la figura 1-27, con el cual se podrá determinar la ganancia de lazo abierto del amplificador ( $A_i$ ).

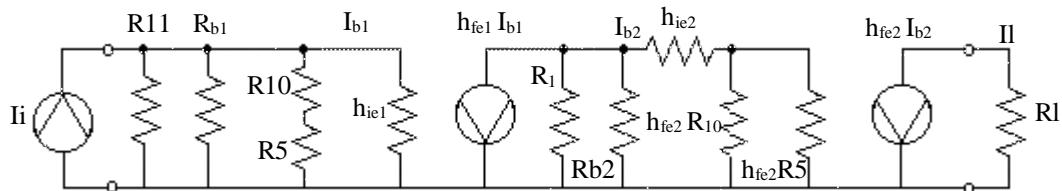


Figura N°1-27 Circuito equivalente del amplificador de corriente a lazo abierto

$$A_i = \frac{-Ic2}{Ib2} \times \frac{Ib2}{Ic1} \times \frac{Ic1}{Ib1} \times \frac{Ib1}{Ii} \quad \text{donde } Il = -Ic2$$

Luego se deben determinar cada una de las relaciones planteadas:

$$\frac{Il}{Ib2} = \frac{-Ic2}{Ib2} \quad \text{donde } Ic2 = hfe2 \times Ib2$$

$$\frac{Il}{Ib2} = -150$$

$$\frac{Ib2}{Ic1} = -\frac{Rb}{Rb + R_c} \quad \text{donde } R_c = hie2 + [(R5 // R10) \times hfe] = 135,75 K\Omega \quad \text{y} \quad Rb = R1 // Rb2 = 2,39 K\Omega$$

$$\frac{Ib2}{Ic1} = -\frac{2,39}{2,39 + 135,75} = -0,0173$$

$$\frac{Ic1}{Ib1} = hfe = 150$$

$$\frac{Ib1}{Ii} = \frac{Ra}{Ra + hie1} \text{ donde } Ra = R11 // Rb1 // (R10 + R5) = 4,455 K\Omega$$

$$\frac{Ib1}{Ii} = \frac{4,455}{4 + 4,455} = 0,526$$

Luego la ganancia será:

$$Ai = (-150) \times (-0,0173) \times 150 \times 0,526 = 205$$

### Análisis de la red $\beta$

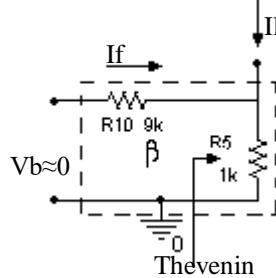


Figura N°1-28 Circuito de la red  $\beta$ .

Planteando Thevenin como se indica en la figura N°1- se tiene

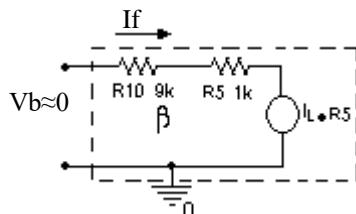


Figura N°1-29 Circuito equivalente de la red  $\beta$ .

De la figura N1- se puede deducir la ecuación que representa la red  $\beta$ .

$$If \approx \frac{IL \times R5}{R5 + R10} \text{ de donde } \beta = \frac{R5}{R5 + R10}$$

$$\beta = \frac{1}{1+9} = 0,1$$

a2) De la entrada del circuito equivalente de la figura N1- se observa que la impedancia de entrada está expresada por la ecuación.

$$Zi = R11 // Rb1 // (R10 + R5) // hie1$$

$$Z_i = 20//14//10//4 = 2,12 K\Omega$$

Para el caso, de la impedancia de salida, se debe considerar si la  $R_2=RL$  o si la  $R_1$  es externa al circuito presentado. En este caso se ha considerado la primera situación. Por lo tanto la impedancia vista por  $RL$  será la que se ve desde el colector de transistor Q2. Si se supone que la admitancia de salida del transistor es  $hoe \approx 0$

$$Z_o = \frac{1}{hoe} \Rightarrow \infty$$

De los cálculos que anteceden y teniendo en cuenta las conclusiones del apartado 4-1c se pueden obtener la ganancia a lazo cerrado  $A_{if}$  y las impedancias de entrada y salida.

$$A_{if} = \frac{Ai}{1 + \beta Ai} \Rightarrow A_{if} = \frac{205}{1 + 0,1 \times 205} = 9,53$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{1 + \beta Ai} \Rightarrow Z_{if} = \frac{2,12}{1 + 0,1 \times 205} = 98,6 \Omega$$

$$Z_{of} = Z_o(1 + \beta Ai) \Rightarrow Z_{of} = \infty$$

b1) De la simulación del circuito de la figura N° 1-26 se obtiene la curva de la figura N° 1-30, en la cual se pudo medir la ganancia con un valor próximo al determinado analíticamente  $A_i = 209$  para  $f = 1\text{Khz}$ .

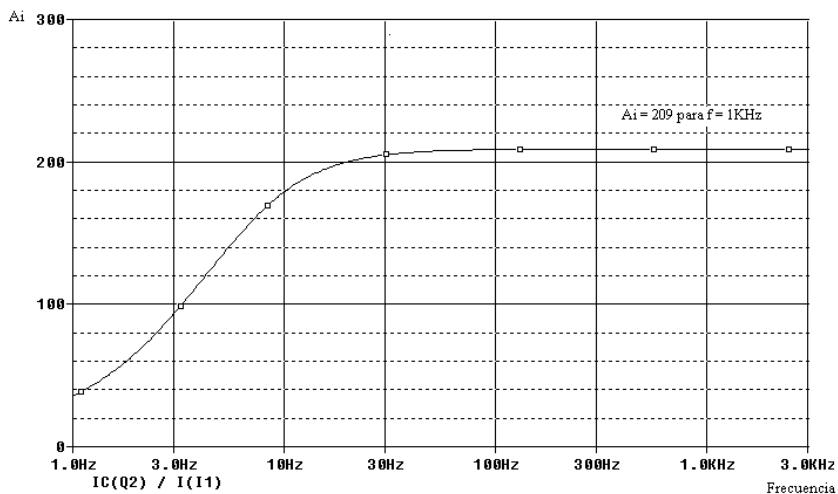


Figura N°1-30 Captura de la curva de ganancia de corriente  $A_i$  a lazo abierto.

Luego, simulando el circuito de la figura N° 1-25, se obtiene la ganancia con realimentación como se ve en la figura N° 1-31. Este valor también resulta bastante próximo al oportunamente calculado  $A_{if} = 9,65$  para  $f = 1\text{Khz}$ .

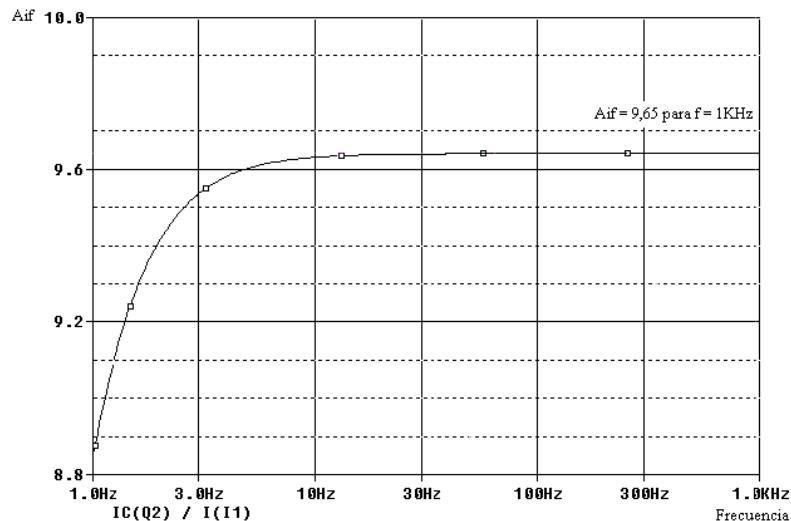


Figura N°1-31 Captura de la curva de ganancia de corriente a lazo cerrado Aif.

#### 4-2 Análisis de un caso de migración de la función de transferencia.

En este apartado, se verá el caso de una migración de la función de transferencia de un amplificador de tensión a lazo abierto  $A_v$  a una de transimpedancia de lazo cerrado  $A_zf$ . En este caso, la selección de topología, se hace de manera que se tienda a lograr los niveles de impedancia de entrada y salida que se aproximen a los valores ideales, que caracterizan al tipo de amplificador cuya función de transferencia se desea lograr. Además en la función de trasferencia final deberá controlar la tensión de salida del amplificador  $V_L$  con la corriente de entrada  $I_i$ .

##### 4-2a Migración de la función de transferencia de tensión a transimpedancia.

Como se puede apreciar en la figura N°1-32, se debe disminuir la impedancia de entrada y de salida (dado que en la función de transimpedancia idealmente  $Z_i = 0$  y  $Z_o = 0$ ), por lo tanto, se implementa mezcla paralela y muestra de tensión.

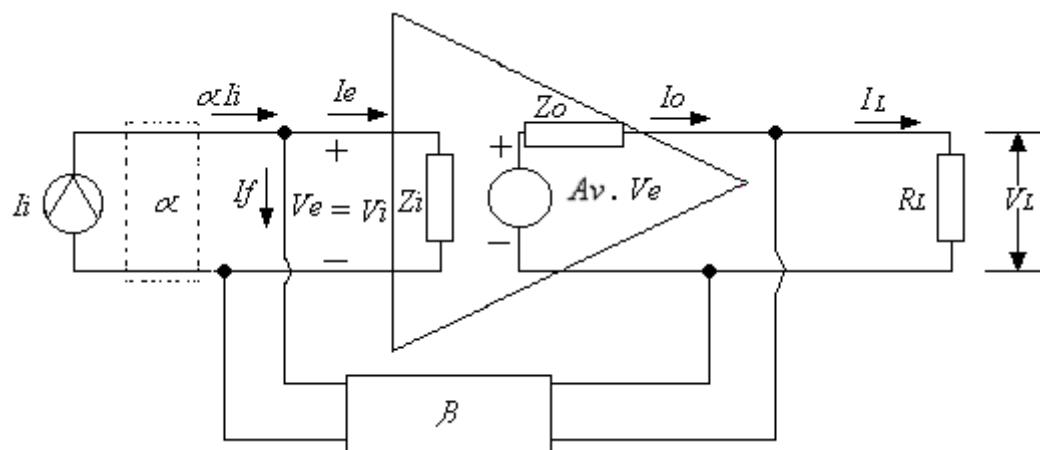


Figura N°1-32 Amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla paralelo.

De la figura N° 1-32 se puede plantear:

Ec 1-53

$$I_e = \alpha I_i - I_f = \alpha I_i - \beta V_L$$

Multiplicando en la Ec 1-53 a ambos miembros por  $Z_i$ .

$$Ve = \alpha Ii Zi - \beta Ii Zi$$

La tensión de salida del amplificador se obtiene del circuito de salida considerando que  $\beta$  no carga la salida.

$$Vl = AvVe - IoZo$$

Ec 1-55

Introduciendo la Ec 1-54 en la Ec 1.55 se obtiene la Ec 1-56.

$$Vl = Av(\alpha Ii Zi - \beta Vl Zi) - IoVl \quad \text{Ec 1-56}$$

Luego de la Ec 1-56 se puede despejar  $Vl$ .

$$Vl = \frac{\alpha Av Zi}{(1 + \beta Av Zi)} Ii - \frac{Zo}{(1 + \beta Av Zi)} Io \quad \text{Ec 1-57}$$

Analizando el producto  $Av \times Zi$  se tiene.

$$Av \times Zi = \frac{Vl}{Vi} \times \frac{Vi}{Ii} = \frac{Vl}{Ii} = Az \quad (\text{ganancia de transimpedancia}) \quad \text{Ec 1-58}$$

Introduciendo la Ec 1-58 en la Ec 1-57 se obtiene la expresión de la Ec 1-59 de  $Vl$ .

$$Vl = \frac{\alpha Az}{(1 + \beta Az)} Ii - \frac{Zo}{(1 + \beta Az)} Io \quad \text{Ec 1-59}$$

Como se puede ver la función resultante es: de trasimpedancia, por lo tanto, resulta el modelo del amplificador realimentado de la figura N° 1-33 en el cual una fuente de corriente controla la tensión de salida.

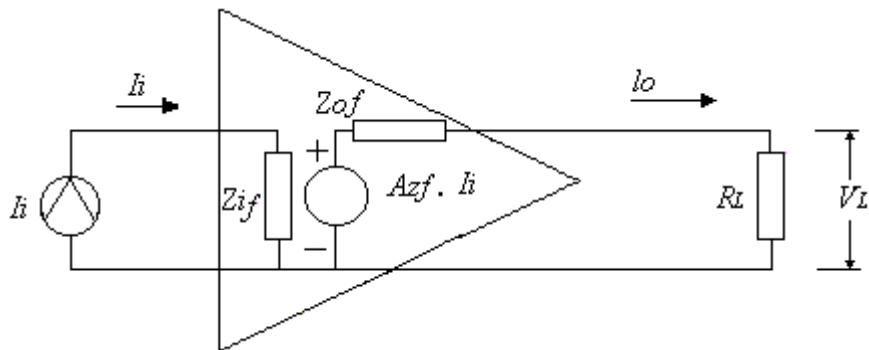


Figura N°1-32 Circuito equivalente del amplificador de transresistencia resultante.

Luego comparando la malla de salida de la figura N°1-32 con la Ec 1-58 se puede que.

$$Azf = \frac{\alpha Az}{(1 + \beta Az)} \quad \text{y además que} \quad Zof = \frac{Zo}{(1 + \beta Az)} \quad \text{Ec 1-60}$$

#### Determinación de la impedancia de entrada.

De la entrada de la figura N° 1-32 la impedancia de entrada será.

$$Zif = \frac{Vi}{Ii} \quad \text{Ec 1-61}$$

Despejando  $Ii$  de la Ec 1-54

$$Ii = \frac{Ve + \beta Vl Zi}{\alpha Zi} \quad \text{Ec 1-62}$$

Introduciendo la expresión de  $I_i$  en la Ec1-61 y suponiendo que  $V_I \approx V_e \times A_v$  y que  $V_i \approx V_e$  operando se obtiene.

$$Z_{if} = \frac{\alpha Z_i}{(1 + \beta A_z)} \quad \text{Ec 1-63}$$

Si en las Ec 1-60 y la Ec 1-63 se garantiza que el producto  $|A_z \beta| \gg 1$  la función estabilizada resulta ser  $A_{zf} \approx 1/\beta$ . Además en esta configuración, la impedancia de salida como la de entrada, disminuyen tanto como el factor de realimentación ( $1 + A_z \beta$ ). Por consiguiente y teniendo en cuenta lo visto en el apartado 3-4, se puede aseverar, que a partir de la función de trasferencia de ganancia de tensión a lazo abierto  $A_v$  con la topología adoptada el amplificador realimentado, se comporta, como de transimpedancia. Esto último no necesariamente significa; que no haya ganancia de tensión o de otro tipo (tal como se vera en el ejemplo 4-2b).

#### 4 – 2b Ejemplo 1-6. Caso amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla paralela.

En la figura N°1-33 se presenta el amplificador de tensión de alta ganancia del ejemplo 1-4, en la misma figura N° 1-33 se puede observar que se ingresa al circuito a través de la entrada inversora de amplificador mientras, que la no inversora se pone a masa para la señal. Como se puede apreciar la red  $\beta$  muestrea la tensión de salida y produce una mezcla de corriente en el nudo de  $I_e$ ,  $I_f$  e  $I_i$ . Se debe aclarar que la resistencia  $R_{11}$  hace las veces de la resistencia de salida del generador  $V_i$ ; para lo cual no se considera como parte de la red  $\beta$ . Sobre el final de análisis se verá que esta resistencia debe ser tenida en cuenta, para determinar la ganancia de tensión del amplificador.

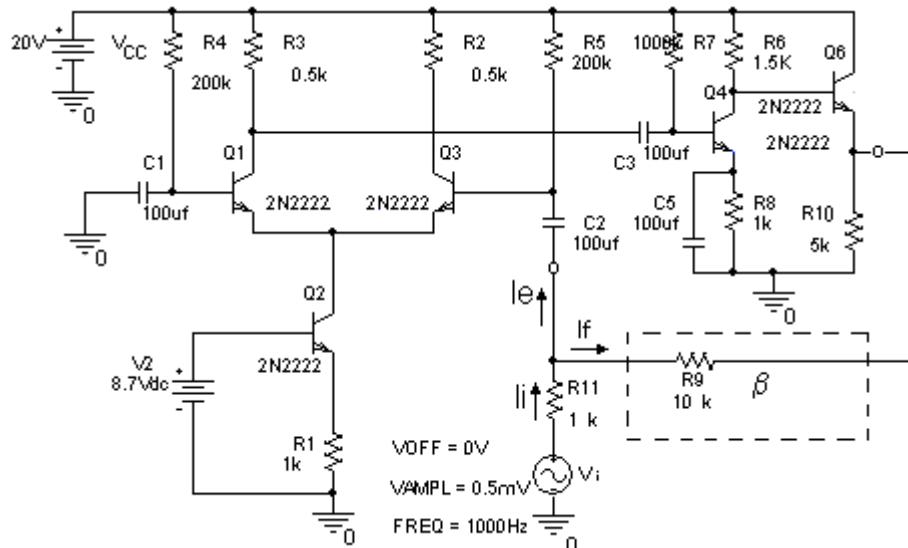


Figura N°1-33 Amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla paralelo.

Se propone:

- a) Dado que la topología es de muestra de tensión y mezcla paralela, calcular:
  - a1) ganancia  $A_{zf}$  y la  $A_{vf}$  y a2) impedancias de entrada y salida.
  - b- Simular el punto a para verificar el valor de la ganancia  $A_{zf}$  y la ganancia de tensión resultante  $A_{vf}$ .

#### Solución propuesta.

- a1) Como se propone determinar, la ganancia de tensión ( $A_{vf}$ ) y transimpedancia ( $A_{zf}$ ), se deberá obtener las ganancias del amplificador sin realimentación de tensión y de resistencia ( $A_v$ ) y ( $A_z$ ).

Tal como se discute en el apartado 4-2a en las Ec 1-57 Ec 1-59, para determinar la ganancia de transresistencia Ar se necesita la ganancia de tensión a lazo abierto Av y la impedancia a lazo abierto diferencial Zid (las cuales por comparación con el Ejemplo 1-5 son prácticamente las misma Av = -3300 y Zid = 2,93KΩ). Luego Az se determinará como:

$$Az = Av \times Zid = (-3300) \times 2,93K\Omega = -9669 K\Omega$$

Por otra parte para aplicar la Ec1-59 y determinar Azf faltaría obtener el valor de β. Esta red toma muestra de la tensión de salida Vl y entrega al nudo de mezcla, la corriente If en el cual la tensión Vn ≈ 0 debido a que la impedancia, como se verá a continuación, es muy baja.

Luego si se considera que se utiliza la entrada inversora If será:

$$If = \frac{Vn - (-Vl)}{R9} \Rightarrow \beta = \frac{1}{R9} = 0,1$$

Luego de la Ec1-60 se puede calcular el valor Azf para α = 1.

$$(*) Azf = \frac{Az}{(1 + \beta Az)} = \frac{-9669 K\Omega}{1 + 0,1 \times 9669} = -9,989 K\Omega \approx -R9$$

(\*) Se debe aclarar que el signo (+) más del producto β x Az se mantiene, dado que está incluido el signo de Az en esta expresión.

a2) Cálculo de las impedancias de entrada y salida.

Antes de evaluar la Avf se debe calcular la impedancia de entrada en el nudo de la mezcla de corriente para α = 1 De la Ec 1-63 se tiene:

$$Zif = \frac{Zi}{(1 + \beta Az)} = \frac{2,93}{1 + 966,9} = 3\Omega$$

De este resultado para Zif ≈ 0 se deduce que Ii es.

$$Ii \approx \frac{Vi}{R11}$$

Luego se podrá determinar Avf como sigue:

$$Azf = \frac{Vl}{Ii} = \frac{Vl}{\frac{Vi}{R11}} = -R9 \Rightarrow Avf = \frac{Vl}{Vi} = -\frac{R9}{R11} = -\frac{10}{1} = -10$$

Utilizando la Ec 1-60 se puede determinar la impedancia de salida dado que el circuito de salida a lazo abierto es el mismo que el del ejemplo 1-4

$$Zof = \frac{Zo}{(1 + \beta Az)} = \frac{20\Omega}{1 + 966,9} = 0,02\Omega$$

b1) Para obtener por simulación la ganancia de transimpedancia a lazo cerrado, es conveniente transformar, por teorema de Norton el generador de Thevenin del conjunto Vi y R11, tal como se muestra en la figura N° 1-34....

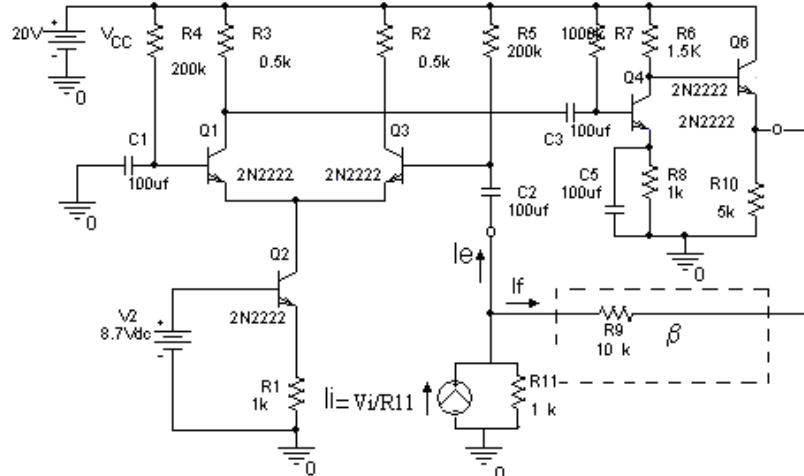


Figura N°1-34 Amplificador de tensión con Norton a la entrada para obtener Azf..

Luego simulando y graficando en función del barrido de frecuencia se obtiene la relación  $V_{out}/I_1$  dando como se ve en la figura N° 1-34, un valor muy próximo al calculado 10 K $\Omega$ .

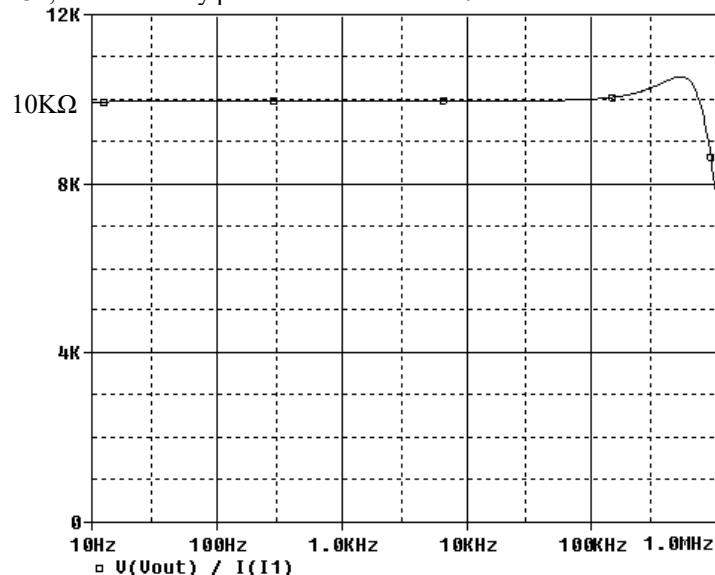


Figura N°1-35 Captura de la curva de ganancia de impedancia Azf.

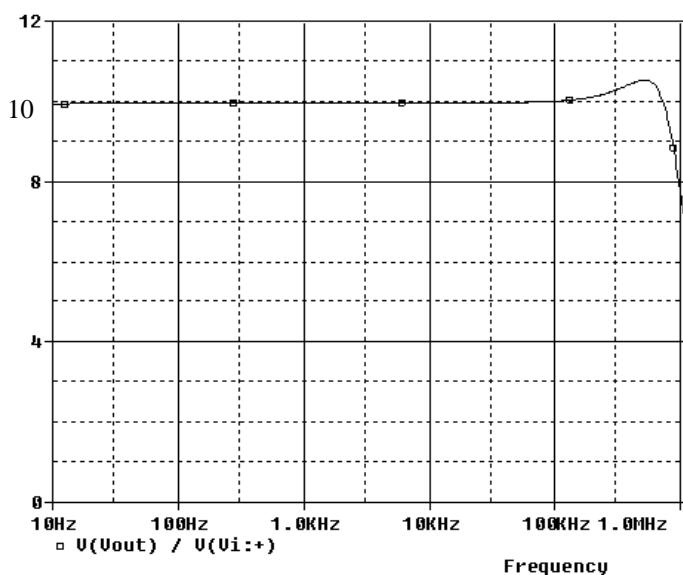


Figura N°1-36 Captura de la curva de ganancia de tensión Avf.

De la simulación del circuito de la figura 1-33 se puede obtener la ganancia de tensión a lazo cerrado, mediante la relación entre la tensión de salida  $V_{out}$  y la de entrada  $V_i$ , obteniéndose el valor calculado para  $A_{vf} = 10$  como se puede observar en la figura N° 36.

**Guía de estudio**

Tema: Amplificadores realimentados.

Objetivo: Comprender el principio de funcionamiento de los amplificadores con realimentación y el efecto de la realimentación negativa sobre las características de los amplificadores a lazo abierto.

- 1) Definir brevemente, el concepto de realimentación negativa y plantear la ecuación general de un sistema realimentado explicando la condición de realimentación negativa y positiva.
- 2) Definir mediante cuadripolos, los distintos tipos de amplificadores e identificar sus principales características.
- 3) Plantear modelos circuitales prácticos de amplificadores de tensión y corriente a lazo abierto y destacar sus características.
- 4) Explicar el efecto sobre la estabilidad del valor de la ganancia a lazo cerrado respecto a las variaciones a la de lazo abierto.
- 5) Defina la de función sensibilidad y su relación con la estabilidad de la ganancia a lazo cerrado Af. Interprete la relación de su expresión con la elución general de realimentación negativa. (Ver ejemplo 1-3)
- 6) ¿De qué depende el efecto que tiene la realimentación negativa sobre el ruido en los amplificadores a lazo cerrado?
- 7) ¿La realimentación puede lograr identificar los ruidos internos y cancelarlos?
- 8) ¿La realimentación puede lograr identificar los ruidos en la entrada del amplificador y cancelarlos?
- 9) ¿La realimentación puede lograr identificar los ruidos a la salida del amplificador y cancelarlos?
- 10) Explicar el efecto que tiene la realimentación negativa sobre los niveles de impedancia de salida y de entrada de lazo abierto.
- 11) ¿Por qué los amplificadores de potencia no pueden ser modelizados como amplificadores realimentados básicos? Se debe aclarar que en estos amplificadores se usa la realimentación, pero no sobre la función de transferencia de potencia.
- 12) Plantear modelos circuitales prácticos de amplificadores de tensión y corriente a lazo cerrado y destacar sus características.

### Referencias Bibliografías

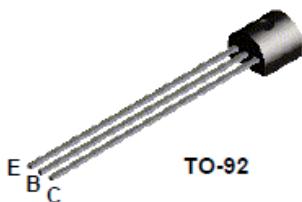
- Malvino A y Bates D, Principios de Electrónica, Ed. Mc.Graw Hill, 2007
- Fiore J, Amplificadores Operacionales Y Circuitos Integrados Lineales, Ed.Thomson, 2002
- Rashid M, Circuitos Microelectrónicos análisis y diseño, Ed.International Thomson Editores, 2000
- Schilling, D; Belove, C, Circuitos electrónicos : discretos e integrados, Marcombo;Boixareu, 1993
- Millman, J; Halkias, C, Electrónica integrada : circuitos y sistemas analógicos digitales Hispano Europea, 1991.
- Marchais J, El amplificador Operacional y sus Aplicaciones, Ed.Marcombo, 1974

## APÉNDICE N° 1

BC547 / BC547A / BC547B / BC547C



## BC547 BC547A BC547B BC547C



### NPN General Purpose Amplifier

This device is designed for use as general purpose amplifiers and switches requiring collector currents to 300 mA. Sourced from Process 10. See PN100A for characteristics.

#### Absolute Maximum Ratings\*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage	45	V
$V_{CES}$	Collector-Base Voltage	50	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	6.0	V
$I_C$	Collector Current - Continuous	500	mA
$T_J, T_{stg}$	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

\* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

**NOTES:**

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

#### Thermal Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max	Units
		BC547 / A / B / C	
$P_D$	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625 5.0	mW mW/°C
$R_{iJC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3	°C/W
$R_{iJA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	°C/W

**NPN General Purpose Amplifier**  
(continued)

**Electrical Characteristics**

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
--------	-----------	-----------------	-----	-----	-------

**OFF CHARACTERISTICS**

$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 1.0 \text{ mA}, I_B = 0$	45		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10 \mu\text{A}, I_E = 0$	50		V
$V_{(BR)CES}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10 \mu\text{A}, I_E = 0$	50		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10 \mu\text{A}, I_C = 0$	6.0		V
$I_{cso}$	Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 30 \text{ V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 30 \text{ V}, I_E = 0, T_A = +150^\circ\text{C}$		15 5.0	nA $\mu\text{A}$

**ON CHARACTERISTICS**

$h_{FE}$	DC Current Gain	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_C = 2.0 \text{ mA}$	547 547A 547B 547C	110 110 200 420	800 220 450 800	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 0.5 \text{ mA}$ $I_C = 100 \text{ mA}, I_B = 5.0 \text{ mA}$			0.25 0.60	V V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_C = 2.0 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}$		0.58	0.70 0.77	V V

**SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS**

$h_{fe}$	Small-Signal Current Gain	$I_C = 2.0 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}, f = 1.0 \text{ kHz}$	125	900	
NF	Noise Figure	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_C = 200 \mu\text{A}, R_S = 2.0 \text{ k}\Omega, f = 1.0 \text{ kHz}, B_W = 200 \text{ Hz}$		10	dB

## AMPLIFICADORES OPERACIONALES

### 1-1 Características Generales

El Amplificador Operacional (A.O) es un amplificado de tensión integrado con entrada diferencial de uso muy difundido en electrónica, siendo prácticamente el elemento imprescindible para el tratamiento de señales analógicas en forma lineal. Se pueden conseguir en versiones de uso general o universal y algunos otros de usos especiales.

Obviamente para lograr que sea un dispositivo amplificador de tensión de uso general debe cumplir satisfactoriamente con las características del amplificador de tensión o aproximarse suficientemente a ellas.

En la tabla N°1 se ven algunas de los parámetros más importantes sin indicar por ahora los valores numéricos de los mismos.

Parámetro de valor real en los A.O	Valor ideal
a) Impedancia de entrada [elevada]	Infinita
b) Impedancia de salida [baja]	Cero
c) Ganancia de tensión [elevada]	Infinita
d) Ancho de banda [elevado]	Infinito
e) Tiempo de respuesta [bajo]	Cero
f) Nivel de ruido [bajo]	Cero
g) Nivel de señal de error [bajo]	Cero
h) Excursión de tensión de salida [elevada]	+/- Vcc
i) Relación de rechazo de modo común (R.R.C.M) [elevada]	infinita

Tabla N°1 alguno de los parámetros en los A.O

En base a las características enumeradas y sobretodo teniendo en cuenta el elevado RRMC que debe poseer, se puede deducir, que el (A.O) debe disponer de una entrada diferencial para que de este modo pueda discriminar entre señales de modo común y diferencial. Por lo común trabajan con fuente partida y disponen de una salida referida a masa o a potencial 0 [V]. Su símbolo general se ve en la fig.1

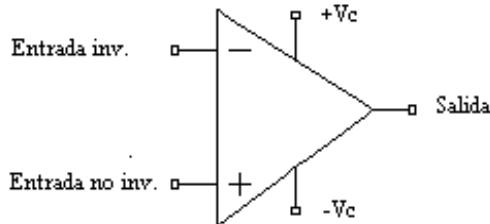


Figura N°1 Símbolo del amplificador operacional

### 1-2 Estructura interna del Amplificador Operacional

Como se ve en la fig.2 los A.O internamente se puede representar por un diagrama de bloques conformado por cuatro etapas perfectamente identificables y encadenadas una con otra.

Cada una de estas etapas cumple una o varias funciones y contribuyen a establecer las características o los parámetros del A.O.

A continuación se realiza una rápida descripción de cada una de las etapas con los circuitos mas usuales que las conforman y enumerando las características que deben reunir para cumplir las especificaciones del A.O.

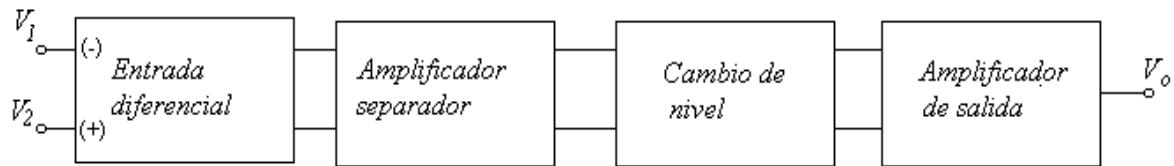


Figura N°2 Diagrama en bloque de un A.O

**1-2a Etapa de entrada:**

El circuito que se usa en esta etapa es normalmente una configuración diferencial dado que esta permite discriminar entre señales de modo común y señales de modo diferencial. Con el fin de lograr un elevado (RRMC) **Relación de Rechazo de Modo Común** se agrega al circuito diferencial un generador de corriente constante fig.3 el cual por tener una impedancia de salida muy elevada hace que la RRMC mejore bastante al disminuir la ganancia de modo común.

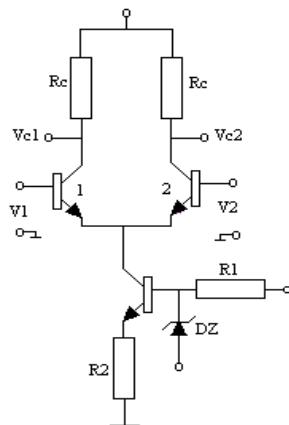


Figura N°3 Etapa de entrada diferencial

En esta etapa se definen en gran medida muchos de los parámetros mas importantes del A.O. como por ejemplo: Impedancia de entrada, RRMC, señales de error, señales de ruido, ancho de banda, etc. Debido a esto se pone énfasis en perfeccionar las características de esta etapa con miras a obtener mejoras en estos parámetros. Con el fin de solucionar estas falencias se recurre a una configuración en la cual se combina la baja capacidad equivalente de entrada del amplificador cascodo para mejorar el ancho de banda con el amplificador diferencial para mantener la RRMC. Con esta configuración llamada diferencial-cascodo fig.4 se mejora sensiblemente la RRMC recurriendo al uso de fuentes de corriente constante de muy alta impedancia de salida del tipo de fuente espejo de corriente en particular la variante llamada de Willar de mas alta impedancia de salida que la fuente espejo de corriente estándar. Una ventaja adicional es que esta configuración admite mayor tensión de modo común a la entrada sin desplazar de la zona lineal al punto de trabajo del amplificador.

Esta configuración es una de las mas usada en la entrada de los (A.O) clásicos, como en el caso del conocido LM 741 en todas sus versiones.

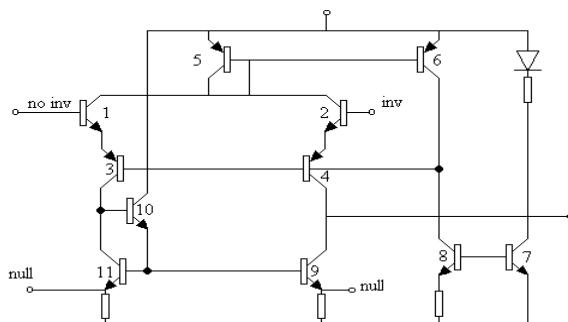


Figura N°4 Etapa de entrada de A.O tipo 741 con diferencial-cascodo

En este circuito se puede notar que los transistores Tr 1, 2, 3 y 4 forman el amplificador diferencial-cascodo y que los transistores Tr 7 y 8 constituyen una fuente de espejo de corriente “variante Willar” conectada como fuente de corriente constante en las bases de los Tr 3 y 4 garantizando esto último un elevado (RRMC). Otro elemento importante es el Tr 9 cuya función es la de presentar una carga activa de gran valor resistivo al Tr 4 lo cual implica una elevada ganancia de tensión en esta etapa.

Ligados al sistema de polarización se observan dos terminales de acceso exterior al C.I (null) con los cuales se pueden realizar correcciones de las señales de error presentes en la entrada del A.O. Dicha operación consiste en equilibra las corrientes de colector de los Tr. 3 y 4, de este modo, se ajusta la tensión de las bases de los transistores de entrada lo que a su vez corrige la tensión diferencial entre estas. Esto se realiza generalmente mediante el uso de un potenciómetro ajustable multivuelta (Recomendado en la hoja de datos) de buena precisión conectados a alguna de las fuentes de alimentación del A.O.

La impedancia de entrada de esta configuración es igual a la que presenta el diferencial- Darlington (como se demostrará mas adelante), pero con la ventaja adicional, que la configuración cascodo tiene un buen ancho de banda entre los amplificadores multietapas, lo que permite mejorar sensiblemente el ancho de banda del A.O.

Mas recientemente con el objetivo de mejorar aun mas la impedancia de entrada y disminuir las corrientes de polarización de las entradas del A.O se recurrió al uso de la tecnología FET y CMOS.

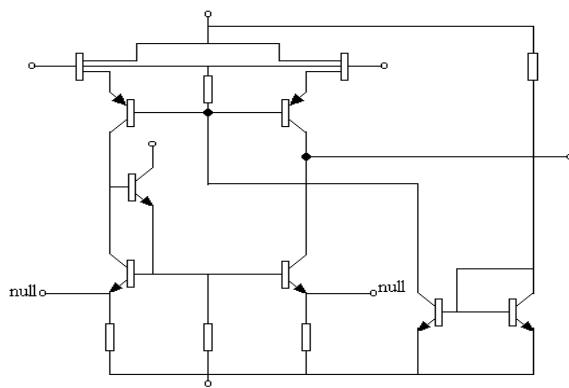


Figura N°5 Etapa de entrada de A.O de la familia BiFet

Esto dió inicio a nuevas familias tecnológicas de A.O actualmente en uso (aparte de los ya conocidos **bipolares**) llamadas **BiFet** y **BiMos**. Estos utilizan en la etapa de entrada transistores FET o MOS (para aprovechar su alta impedancia de entrada y su baja corriente de fuga) y transistores bipolares en el resto del circuito. En las fig.5 y 6 se muestra el circuito de entrada de un A.O de la familia BiFet. Actualmente existen A.O de tecnología solo CMOS en todas sus etapas. Estos A.O mejoran mucho la características mencionadas y además en ellos se destaca fundamentalmente el muy bajo consumo.

### 1-2b Etapa intermedia

En esta etapa se trata de conseguir una ganancia adicional normalmente de corriente para excitar a la etapa de salida. De esta manera se logra que la etapa de salida no cargue a la de entrada que es amplificadora de tensión. O sea, en otras palabras, se trata de adaptar impedancias mediante la etapa intermedia.

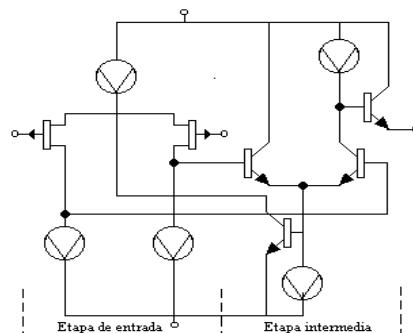


Figura N°6 Etapa de entrada e intermedia de A.O de la familia BiFet LF355 National

Por otra parte para permitir trabajar con tensiones de modo común elevadas la etapa de entrada se polariza con niveles altos de tensión lo que obliga a utilizar también a la etapa intermedia como etapa de cambio de nivel para que la salida se aproxime al 0 [V], con ausencia de señal a la entrada y fuente de alimentación partida simétrica.

Las etapas intermedias pueden estar constituidas por diversos tipos de circuitos. Los mas utilizados son un amplificador diferencial con transistores de polaridad opuesta a los Tr de la entrada para lograr un cambio de nivel de tensión de polarización fig.6 o un amplificador tipo Darlington fig.7 también con transistores de distintas polaridades que la etapa de entrada y con idéntico fin que el anterior. En el caso en que se usa un amplificador diferencial fig. 6 nunca se utilizan más de dos etapas pues los errores de modo común de la primera etapa son interpretados por la segunda etapa como si fueran señales diferenciales.

En el caso del circuito Darlington es utilizado en el A.O tipo 741 y otros Fig. N° 7. En esta figura se puede observar que los transistores 1 y 2 forman el circuito Darlington de polaridad NPN opuesta a la de los transistores 3 y 4 del circuito de entrada para el cambio de nivel. Como este circuito tiene alta impedancia de entrada exige poca corriente de la etapa de entrada y a su vez es capaz de suministrar suficiente corriente de excitación a la etapa de salida puesto ésta es básicamente amplificadora de corriente.

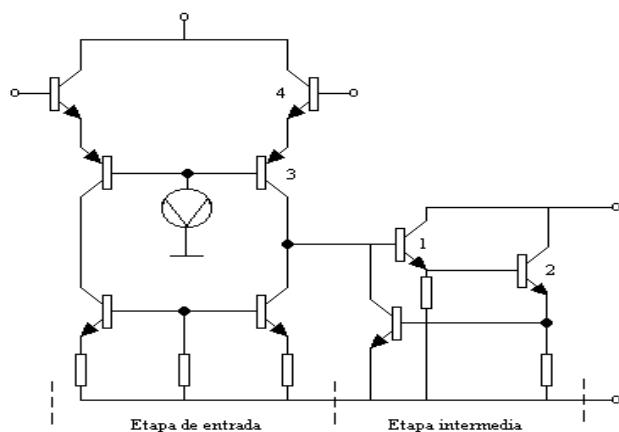


Figura N°7 Etapa de entrada e intermedia de A.O Bipolar tipo LM741

Las etapas de entrada e intermedia son fundamentales para determinar la respuesta en frecuencia del A.O y particularmente su estabilidad en frecuencia mas adelante se estudiará con detenimiento este tema por ser de sumo interés para el diseño con amplificadores operacionales.

### 1-2c Etapa de salida:

Se trata de un circuito que permita una baja impedancia de salida, puesto que, la impedancia de salida de un amplificador de tensión (como es el A.O) debe ser lo mas baja posible. Por otra parte la impedancia de entrada de este circuito debe ser elevada por que la impedancia de salida de la etapa intermedia es de alto valor (como en el Darlington o el diferencial). Otra característica importante que debe presentar esta etapa es tener suficiente ganancia de corriente como para excitar la carga.

Para lograr estas características señaladas en el párrafo anterior se recurre al uso de dos amplificadores colector común conectados por los emisores con transistores de distintas polaridades o complementarios. Este circuito de la fig N°8 a, es llamado de simetría complementaria clase B y posee todas las características de dos colector común unidos por los emisores. Al tener transistores de distintas polaridades puede trabajar en los dos semiciclos de la señal con tensión de referencia a la salida de 0 [V].

Además en esta configuración no hay circulación de corriente cuando no hay señal presente en la entrada, lo que disminuye el consumo de corriente respecto al caso anterior.

Sin embargo, en el paso o cruce de un transistor a otro existe un intervalo de la señal de entrada de +0,6 [V] o – 0,6 [V] necesarios para polarizar el diodo base emisor de los transistores. En este cruce los transistores no

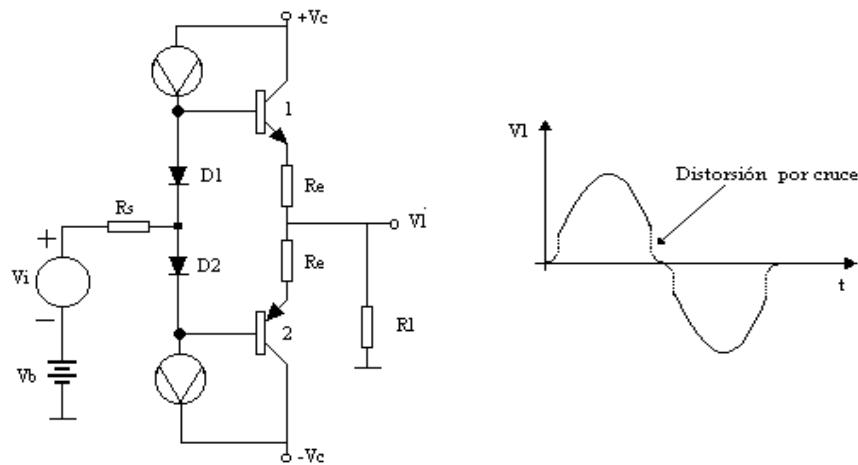


Figura N° 8 a) Etapa de salida de con simetría complementaria. b) Distorsión por cruce

conducen y por lo tanto se produce un recorte en la señal de salida fig N°8 b, efecto que es conocido como distorsión por cruce.

Para eliminar esta distorsión se polarizar mediante los diodos  $D_1$  y  $D_2$  la base de los transistores de modo que se mantengan en un mínimo de conducción cuando no estén excitados con señal en la entrada (polarización clase AB). De este modo cuando un transistor entra en el corte de conducción el otro entra en conducción inmediatamente sin que transite la zona de no conducción.

Se puede tomar como ejemplo de una etapa de salida estándar la del LM741, aunque esta configuración es utilizada casi exclusivamente por todos los A.O bipolares.

En el circuito de la fig. N°9 se puede observar que los transistores 1 y 2 conectados en la configuración colector común forman el amplificador simétrico de la etapa de salida. La polarización clase AB se obtiene por el transistor 3 en lugar de los diodos  $D_1$  y  $D_2$  del esquema.

Las fuentes de corriente que aparecen en la fig N°9 están implementada mediante la fuente de corriente espejo formada por los transistores 5 y 6. Los transistores 4 y 7 cumplen la función de protección contra cortocircuito de los transistores 1 y 2 respectivamente.

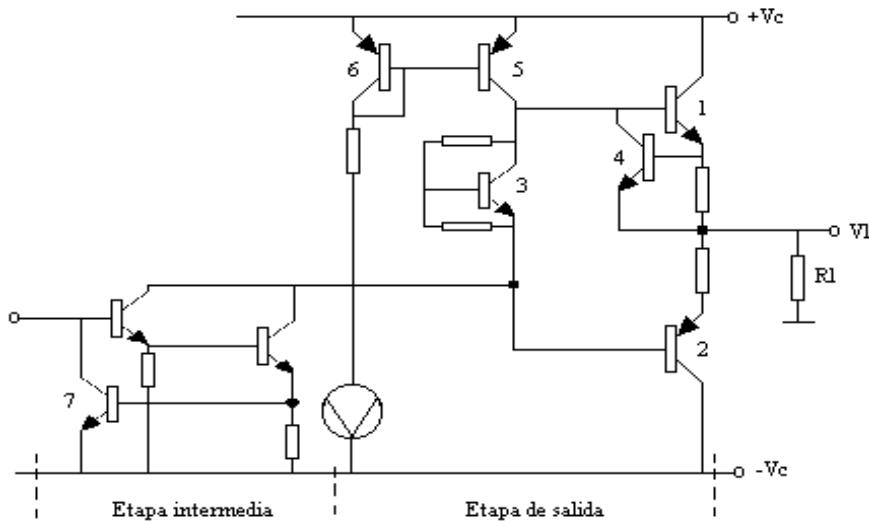


Figura N°9 Etapa de salida de con simetría complementaria sin distorsión por cruce

A continuación y a modo de síntesis se presenta en la fig N° 10, 11, 12 y 13 el esquema interno completo de amplificadores operacionales típicos de cada familia tecnológica.



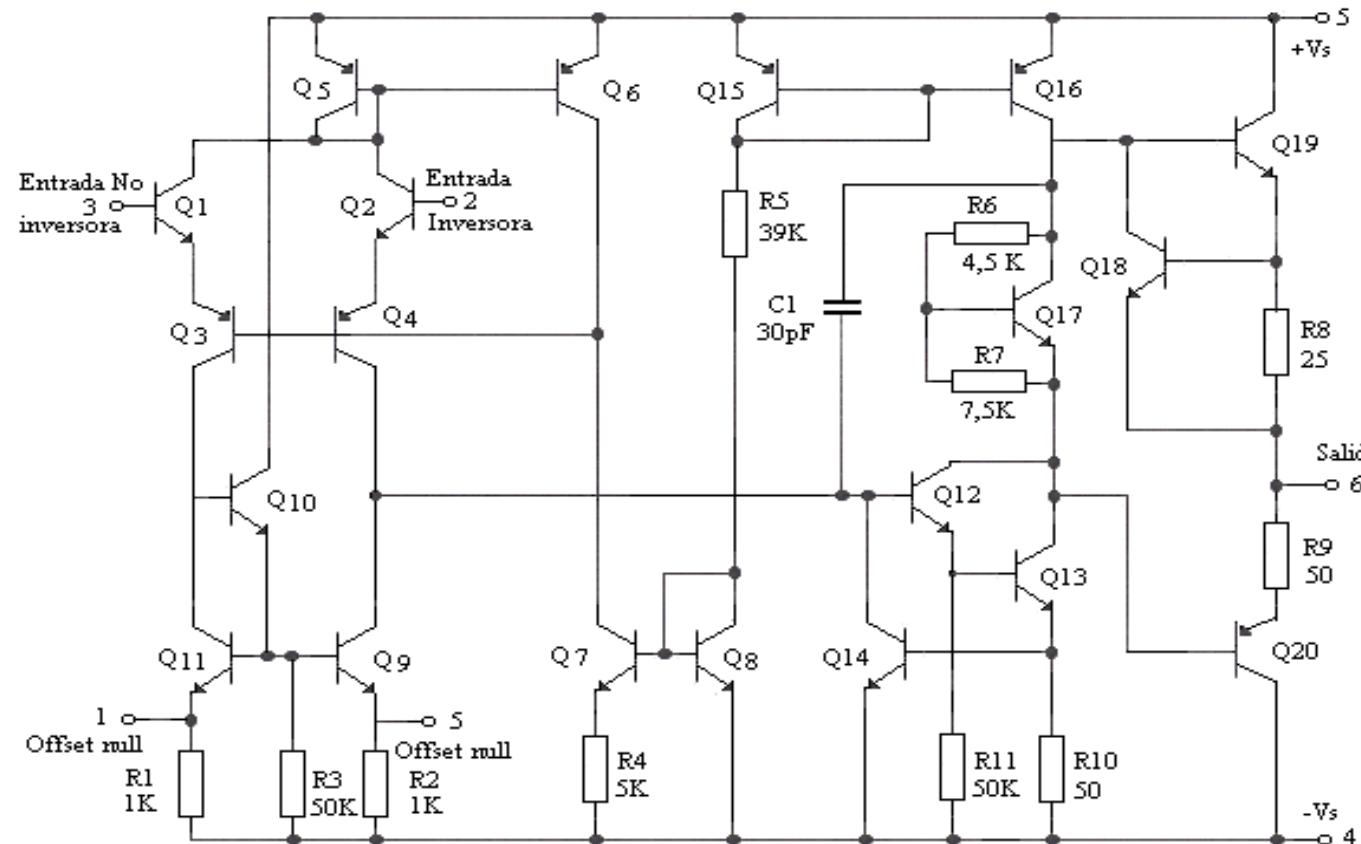


Figura N°10 Circuito interno de un A.O bipolar tipo 741

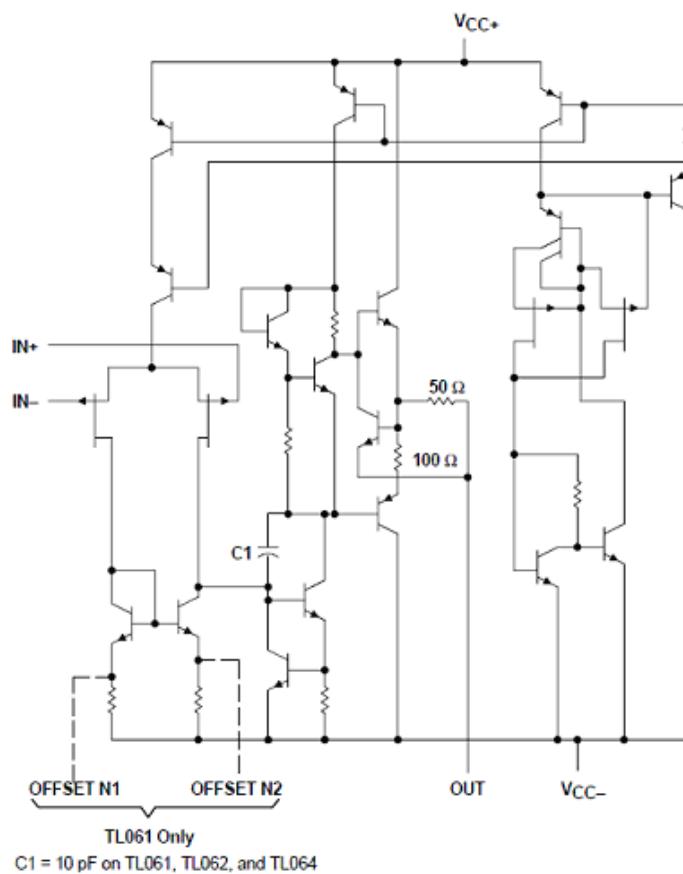


Figura N° 11 Circuito interno de un A.O BI-FET tipo LF155

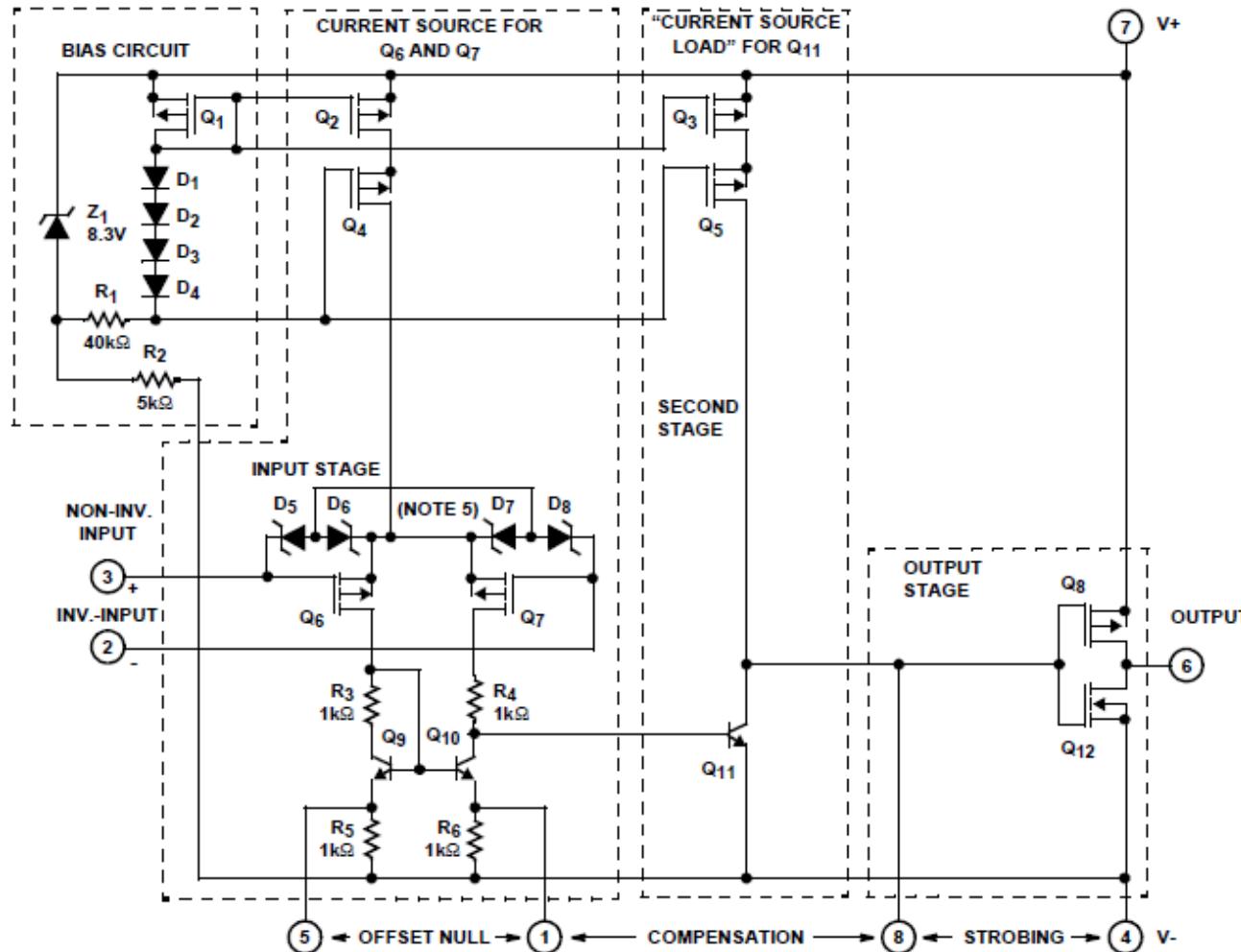


Figura N°12 Circuito interno de un A.O BI-MOS tipo CA3130

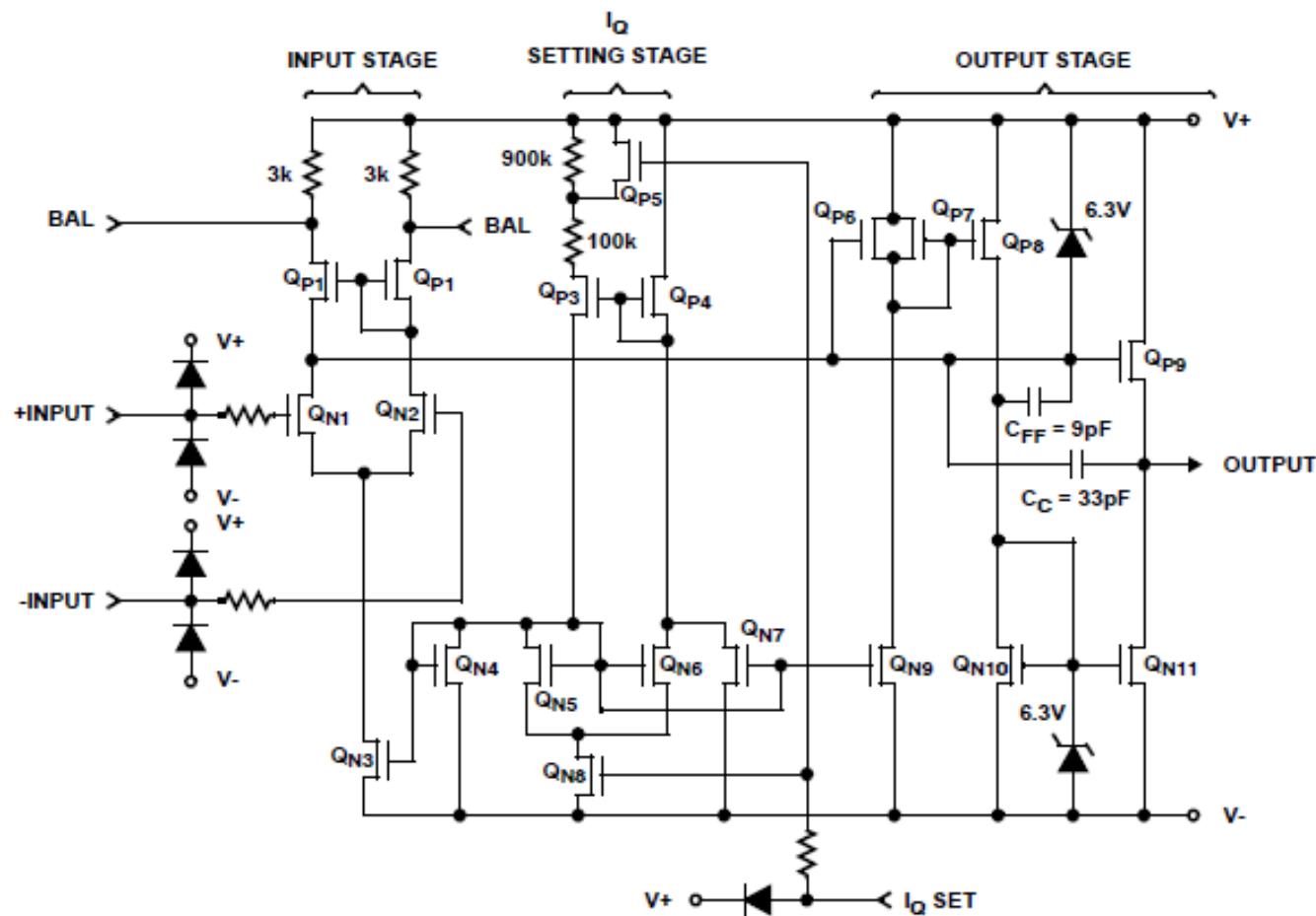


Figura N°13 Circuito interno de un A.O CMOS tipo ICL 7611

## 2-2) Definición de algunos parámetros importantes en A.O

### 2-2 a) Relación de rechazo de modo común: (RRMC)

Para comprender el concepto de la RRMC se puede suponer que la entrada del A.O es simplemente un amplificador diferencial de cualquier tecnología Fig.N°14.

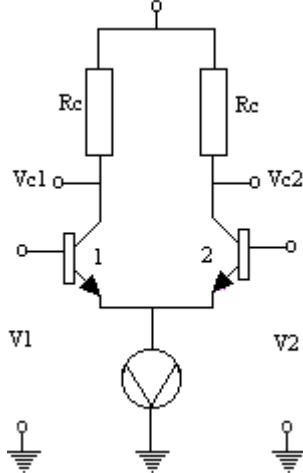


Figura N°14 Etapa de un A.O simplificada para análisis de RRMC

Si se identifica la señal de modo diferencial como la diferencia entre  $V_1$  y  $V_2$ . y la de modo común como el promedio aritmético entre  $V_1$  y  $V_2$ .

$$V_d = V_2 - V_1$$

$$V_{mc} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad \text{Ec.1a}$$

Del juego de ecuaciones Ec 1-a se despeja  $V_1$  y  $V_2$ .

$$V_1 = V_{mc} - \frac{V_d}{2} \quad \text{Ec.1b}$$

$$V_2 = V_{mc} + \frac{V_d}{2}$$

Luego se puede observar que en la Ec 1-b que la señal de modo común es idéntica en las dos entradas, mientras que, en la señal diferencial hay diferencia de fases. Representando mediante generadores en la entrada se obtiene el circuito de la Fig.N° 15.

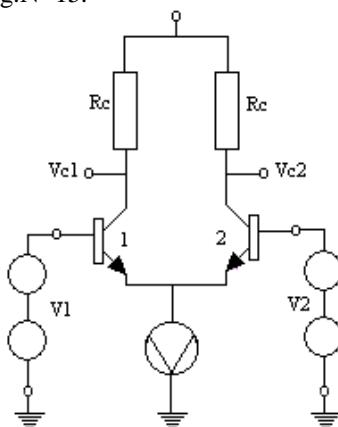


Figura N°15 Representación del ruido y la señal con generadores

La señal de  $V_{mc}$  es normalmente ruido que se introduce en la línea de entrada entre el generador excitador y el amplificador. Esta señal se introduce siempre con la misma fase en las dos entradas respecto de masa.

Por ejemplo si se supone que la  $v_d$  es una señal senoidal Fig.N°16 y la de  $V_{mc}$  es un pulso de ruido se puede representar de la siguiente forma.

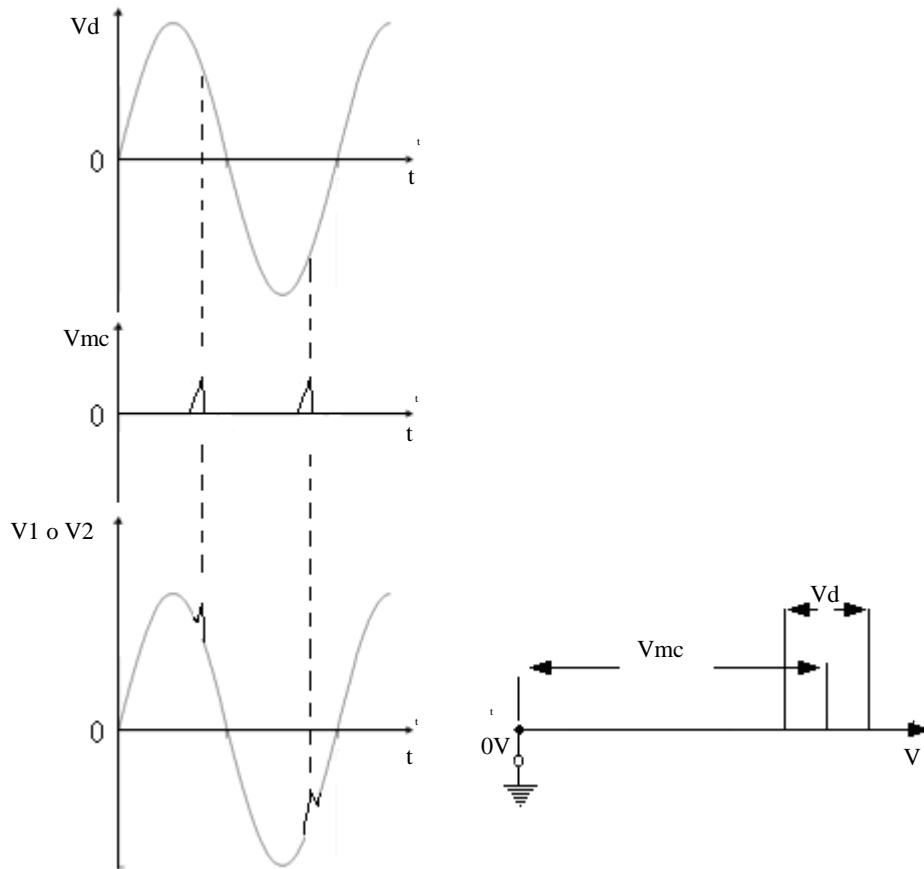


Figura N°16 Representación del ruido y la señal

Lo ideal es que solo se amplifique la señal diferencial  $v_d$ , pero en la práctica también es un poco amplificada la  $V_{mc}$ . Por lo tanto, existen dos ganancias, la diferencial  $A_d$  y la de modo común  $A_{mc}$ . Si se considera que el circuito es perfectamente simétrico podemos representar las tensiones de salida Ec.2 como.

$$V_{ci} = A_d v_d - A_{mc} V_{mc} \quad \text{Ec.2}$$

Donde  $A_d$  es la ganancia de tensión en emisor común sin considerar la  $R_e$  o  $1/h_{ob}$  del generador de corriente constante y  $A_{mc}$  es la misma ganancia de tensión del emisor común pero atenuada por la influencia de  $R_e$  o  $1/h_{ob}$ . Si se selecciona una de las salidas de los colectores (por ejemplo  $V_{c1}$ ) la señal de salida será.

$$V_{ci} = A_d v_d \left( 1 - \frac{A_{mc} V_{mc}}{A_d v_d} \right) \quad \text{o} \quad V_{ci} = A_d v_d \left( 1 - \frac{\frac{V_{mc}}{v_d}}{\frac{A_d}{A_{mc}}} \right) \quad \text{Ec.3}$$

Se trata que el término  $A_{mc} V_{mc}$  de la Ec.3 sea despreciable comparado con  $A_d v_d$  o sea que el término  $A_{mc} V_{mc}$  debe ser lo más próximo a cero.

En la Ec.3 la relación  $A_d/A_{mc}$  define el grado de aproximación deseado a la condición planteada de eliminar lo mejor posible el término  $A_{mc} V_{mc}$  en la salida.

$$RRMC = \frac{Ad}{Amc} \quad \text{Ec.4}$$

Esta relación se conoce con el nombre de Relación de Rechazo de Modo Común y se especifica en veces o más usualmente en db.

Algunos datos de manual: Common mode rejection ratio (RRMC)

Valores típicos de RRMC

LM741 ----- 90db

LF 356 ----- 100db

CA 3130 ----- 90db

ICL761 ----- 90db

Ejemplo 2-1: Un censor entrega una señal de  $Vd=5[\text{mV}]$  la señal de ruido medido a la entrada de amplificador es de  $Vmc=15$ . Se requiere una señal de salida diferencial  $Vc1d=1[\text{V}]$  y que la  $Vc1mc$  no sea mayor que el 0,1 % de  $Vc1d$ .

$$RRMC = \frac{Ad}{Amc} \gg \frac{Vmc}{Vd} \quad \text{RRMC} = (20 \log \frac{Ad}{Amc}) \text{db} \quad \text{Ec.5}$$

$$Vd = 5 \text{ mV} \rightarrow Ad = 200 \rightarrow Vc \text{ md} = 1 \text{ V}$$

$$Vmc = 15 \text{ mV} \rightarrow Amc = 0.066 \rightarrow Vc \text{ mc} = 1 \text{ mV}$$

$$RRMC = \frac{Ad}{Amc} = \frac{200}{0.066} = 3030,30 \text{ veces} \equiv 69.62 \text{ db}$$

## 2-2 b) Impedancia de entrada.

En el circuito de la fig.N°17 se observa la etapa de entrada básica en configuración diferencial-cascodo de alta impedancia de entrada que a su vez posee bajas corrientes de base de los transistores Ibq1 e Ibq2.

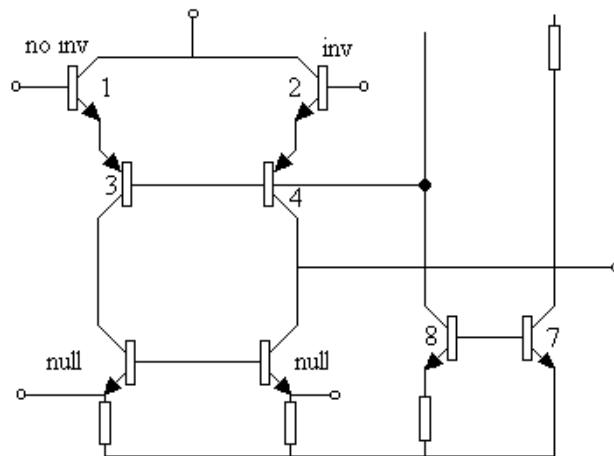


Figura N°17 Impedancia de entrada del LM741

Las impedancias pueden determinarse mediante el siguiente circuito fig. N°18 equivalente de la entrada.

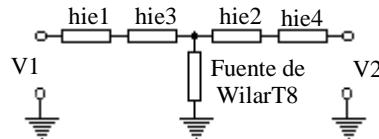


Figura N°18 Circuito equivalente para determinar Zi

Si se supone que los transistores 1,2,3 y 4 son iguales la  $Z_{id} = 4h_{ie}$ . Con este método se pueden lograr impedancias de entrada elevadas dado que los  $h_{ie}$  son grande debido a que las corrientes de emisor son muy pequeñas.

Existen otras configuraciones a base de configuraciones diferencial que permiten obtener alta impedancia además de mejorar otros parámetros del amplificador operacional. Como es el caso de la etapa de entrada con tecnología Fet combinada con la bipolar (BiFet) lograda con un diferencial Darlington o diferencial cascodo con entrada FET y salida bipolar. Como se ve en las Fig. N° 5, 6 y 11 se ve que se trata de las familias Bi Fet ( tipoTL074 de la firma Texas).

También se pueden encontrar amplificadores operacionales cuyas etapas de entrada están compuestas por transistores CMOS y transistores bipolares (BiMOS) (tipo CA3130 de la firma Intersil) o son construidos exclusivamente utilizando tecnología CMOS (tipo ICL 7611 de la firma Intersil) Fig. N° 12 y 13. En estos casos la impedancia de entrada mejora junto con otros parámetros respecto del Bipolar y el BiFet.

Algunos datos de manual.

Valores típicos de Zi Input Resistance (Rm)

LM741	-----	$2 \times 10^6 \Omega$
LF355	-----	$10^{12} \Omega$
CA3130	-----	$1,5 \times 10^{12} \Omega$
ICL7611	-----	$10^{12} \Omega$

## 2-2 c) Señales de error y desviaciones.

Estas señales tienen su origen en la polarización del circuito de entrada del amplificador operacional y en el ruido producido internamente en el A.O.

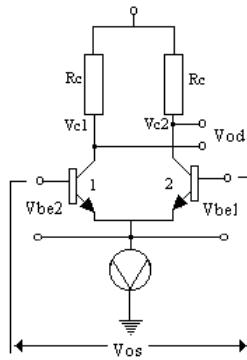
Estas señales de error y ruidos se representan como generadores equivalentes a la entrada.

Se pueden clasificar:

- 2c-1) Tensión compensadora de entrada. ( $V_{os}$ )
- 2c-2) Desviación térmica de la  $V_{os}$
- 2c-3) Corriente de polarización de entrada ( $I_b$ )
- 2c-4) Corriente de compensadora de entrada ( $I_{os}$ )
- 2c-5) Desviación térmica de la ( $I_{os}$ ) e ( $I_b$ )
- 2c-6) Tensión y corriente equivalente de ruido a la entrada (en) (in)

### 2-2c-1) Tensión compensadora de entrada ( $V_{os}$ ) o tensión de Offset

Es provocada por la desigualdad de las tensiones de polarización de los transistores del circuito diferencial de la etapa de entrada Fig. N°19 y será la diferencia entre estas tensiones Ec. 6.

Figura N°19 Circuito simplificado para determinar  $V_{os}$  con entrada bipolar.

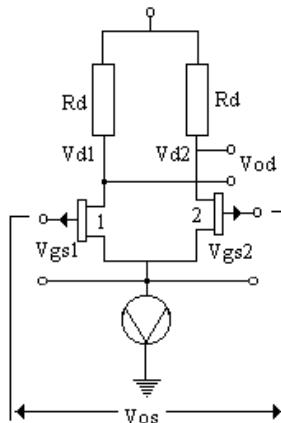
$$V_{os} = V_{be1} - V_{be2} \quad o \quad V_{os} = V_{gs1} - V_{gs2} \quad \text{Ec.6}$$

Esta tensión es interpretada por el AO como señal diferencial por lo que aparecerá entre los colectores o drenadores de la etapa de entrada diferencial Ec. N°7.

$$V_{od} = I_{c1} R_c - I_{c2} R_c \quad \text{Ec.7}$$

Si esta tensión  $V_{os}$  se aplicara a la entrada este error se compensaría y se tendría  $V_{od} = 0$

O sea que la tensión de offset se puede definir como aquella que hay que aplicar a la entrada de A.O para obtener una tensión de salida igual a cero (en ausencia de otras señales). Lo ideal sería que con las dos entradas unidas y puestas a masa la tensión de salida fuera cero. En el caso en que estas entradas de entrada sean FET o CMOS se produce también esta descompensación por la desigualdad entre las tensiones de puerta Fig.N° 20, las ecuaciones son similares a las Ec 6 y Ec.7

Figura N°20 Circuito equivalente para determinar  $V_{os}$  con entrada Fet o CMOS

Examinando manuales se nota que el avance tecnológico desde los bipolares, JFET y C MOS si bien mejoró  $Z_i$  y otros parámetros no mejoraron notablemente los valores  $V_{os}$  de una familia a otra. Esto se debe a que los mecanismos que determinen  $V_{os}$  no son tan sencillos como en las bipolares y los errores son mas gruesos.

Algunos datos de manual: (Input offset voltaje)  $V_{os}$

Valores típicos de  $V_{os}$

LM741	2 mV
LF355	3mV
CA3130	3mV
ICL7611	5mV

### 2-2c-2) Desviación térmica de la Vos se expresa ( $dVos/dt$ )

La tensión de polarización directa entre base y emisor  $Vbe$  y la de puertas en los Fet y CMOS como sabemos varía con la temperatura como se ve en la Ec. 8 que representa  $Vbe$  en función de la temperatura.

$$Vbe = \frac{KT}{q} \ln \frac{Ie}{Is} \quad \text{Ec.8}$$

Se define la desviación térmica de  $Vos$  como la diferencia entre las derivadas respecto de la temperatura.

$$\frac{dVos}{dt} = \left( \frac{dVbel}{dt} - \frac{dVbe2}{dt} \right) \frac{\mu V}{C^\circ} \quad \text{Ec.9}$$

De la solución de esta ecuación diferencial se tiene que la desviación térmica es linealmente dependiente de la temperatura o sea queda  $Vos(t) = C.T$  en el caso de los A.O bipolares.

Puede calcularse aproximadamente la  $Vos$  para cualquier temperatura conociendo  $C = dVos/dt$  (dato de manual). Esto es válido para amplificadores operacionales con entradas bipolar.

En el caso de amplificadores operacionales con entrada FET o MOS el problema se puede plantear en los mismos términos, pero no se llega a una relación lineal tan sencilla como el de los circuitos bipolares dado que el mecanismo que relaciona las respectivas tensiones con la temperatura es bastante más complejo

Se debe aclarar que el fabricante suministra un valor promedio de este coeficiente.

Algunos datos de manual: Average temperatura coefficient of input offset voltaje o drift.

Valores típicos de  $dVos/dt$

LM741	$15 \mu V/C^\circ$
LF355	$5 \mu V/C^\circ$
CA3130	$10 \mu V/C^\circ$
ICL7611	$15 \mu V/C^\circ$

### Relación de Rechazo de Fuente de Alimentación o PSRR

Otro motivo por el cual puede producirse la desviación en la  $Vos$  se debe a variaciones en la tensión de alimentación de A.O. Este parámetro se conoce como Relación de Rechazo de Fuente de Alimentación o PSRR y es la relación Ec.10 entre una variación en la  $Vos$  respecto a una variación en la tensión de fuente.

$$PSRR = 20 \log \frac{\Delta Vos}{\Delta Vcc} \quad \text{Ec.10}$$

Ejemplo N° ...El amplificador operacional LM324 tiene una PSRR = -100db medido para CC. Si la fuente tiene un ripple de +/- 0,25V o sea +/-Vcc +/- 0,25V.

$$\begin{aligned} +\Delta Vos &= PSRR \times (+0,25) = 2,5 \mu V \\ -\Delta Vos &= PSRR \times (-0,25) = -2,5 \mu V \end{aligned} \quad \Delta Vos = 5 \mu V$$

Algunos datos de manual: Power Supply Rejection Ratio (PSRR)

Relación de Rechazo de Fuente de Alimentación

Valores típicos de PSRR.

LM741	96 db
LF355	100 db

CA3130             $200 \mu\text{V/V} \sim 74 \text{ dB}$

ICL7611            90 dB

Por último en algunos A.O se suele especificar la variación de la Vos en el tiempo por envejecimiento o puesta en estado de régimen. Como ejemplo se puede tomar el caso de  
Offset voltaje drift with time : 10 nV/semana.

### 2-2c-3) Corriente de polarización de entrada (Ib)

Estas corrientes como su nombre lo indica provienen de la polarización de los transistores bipolares o de la corriente de fuga en las puertas de los FET y CMOS. Cuando el acoplamiento a la entrada del amplificador es directo esta corriente es suministrada por la fuente de señal y por el sistema de polarización interna. El resultado Fig. N°21 es un par de corriente Ib1 e Ib2 en cada una de las entradas del A.O

Si las resistencias de la Fig. N°21,  $R_{b1} \neq R_{b2}$  vistas en CC por ambas entradas son de distintas magnitudes y las corrientes  $I_b = Ib_1 = Ib_2$  aparecerá una tensión diferencial de error sobre ellas, o sea en la entrada del A.O.

Por otra parte si las resistencias fueran iguales en ambas entradas y las corrientes  $Ib_1 \neq Ib_2$  fueran diferentes también aparecerá una tensión de error. Es el primer caso el que interesa en este apartado pues es la corriente de polarización aunque sea la misma en las dos entradas la que produce el error. Esta corriente de polarización es la necesaria para llevar a cero la salida sin señal de entrada ni tensión de offset. Normalmente se especifica el promedio Ec. 11 o los valores máximo y mínimo de una de las entradas.



Figura N°21 Circuito para determinar el efecto de Ib

Algunos datos de manual: Input bias current (Ib)

Valores típicos de Ib

LM741	80 nA
LF355	30 pA
CA3130	5 pA
ICL7611	1 pA

### 2-2c- 4) Corriente compensadoras de entrada (Ios)

Como se enuncia en el apartado anterior aparece una tensión de error si las Ib1 e Ib2 no son iguales aunque lo sean las resistencias. La corriente que produce dicho error es Ec.12 la diferencia entre las Ib1 e Ib2.

$$I_{os} = Ib_1 - Ib_2 \quad \text{Ec.12}$$

Algunos datos de manual: Input offset current Ios

Valores típicos de Ios

LM741	20 nA
LF355	3 pA
CA3130	0,5 pA
ICL7611	0,5 pA

## 2-2c-5) Desviación térmica de la Ib y la Ios

La corriente de polarización depende de la temperatura a través de la variación del hfe del transistor con la temperatura.

Tanto en el caso de la corriente de polarización como la compensadora la ecuación que la relaciona con la temperatura son similares Ec13 y Ec14.

$$\frac{dIb}{dt} \quad \text{Ec.13}$$

$$\frac{dIos}{dt} \quad \text{Ec.14}$$

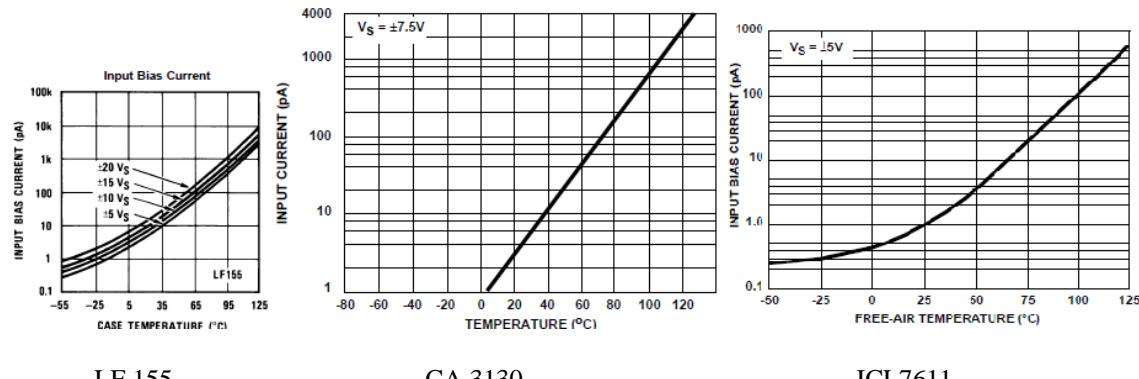
Se trata de derivadas que suelen ser presentadas Fig N° 22 en forma de gráficos en la hoja de datos del A.O o bien se suministra su valor promedio.

En algunos casos también se especifica la desviación de la Ib e Ios en función de la tensión de fuente y del tiempo. Por ejemplo el parámetro offset current drift with time. (0,1 pA/ semana).

Algunos datos de manual: Average temperature coefficient of imput offset current Imput current.

Valores típicos de dIos/dt

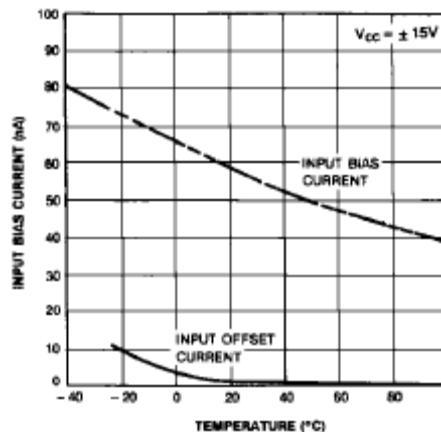
LM741            0,5 nA/C°



LF 155

CA 3130

ICL7611



Input Bias Current vs Ambient Temperature  
LM 741

Figura N°22 Gráficas de Ib e Ios versus temperatura

### 2-2c-6) Tensión y corriente ruido equivalente (en e in)

Dentro de un A.O hay muchas fuentes de ruido que pueden representarse por generadores equivalentes de tensión y de corriente. Estas fuentes de ruidos son debidas a diversas causas físicas de los conductores y semiconductores. El efecto combinado de estos generadores se representa en la etapa de entrada del A.O tal como se muestra en la Fig N° 23, normalmente las fuentes de ruido de la segunda etapa influye muy poco en el ruido total.

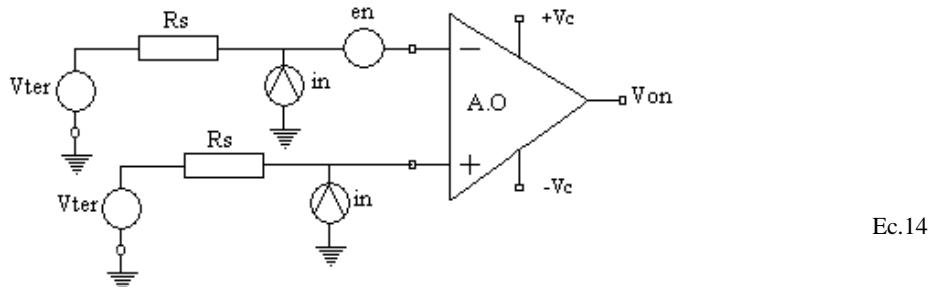


Figura N°23 Fuentes de ruído equivalente.

Reflejando los generadores de las etapas a la entrada del diferencial se llega a dos generadores equivalentes de ruido. Como se sabe la resistencia del generador excitador produce tensión de ruido térmico (ruido térmico de Johnson) que depende del valor de la resistencia del generador excitador. Por otra parte la corriente de ruido equivalente al circular por dicha resistencia producirá también una tensión de ruido. Considerando entonces el valor de la resistencia del generador excitador que se va a usar, puede elegirse el tipo A.O que tiene el balance más adecuado de tensión y corriente de ruido. En conclusión hay tres fuentes de ruido en juego, Ec.13, Ec.14 y Ec.15 dos propias del A.O que son en e in y la tensión de ruido térmico asociada a la resistencia del generador.

La expresión de cada generador será:

$$en = \sqrt{4 K T R_i A_O \Delta B} \quad \text{Ec.13}$$

$$in = \sqrt{2 Q I_{cc} \Delta B} \quad \text{Ec.14}$$

$$V_{ter} = \sqrt{4 K T R_s \Delta B} \quad \text{Ec.15}$$

Donde

K = Constante de Boltzman.

Q = Carga del electrón.

$\Delta B$  = Ancho de banda.

$I_{cc}$  = Corriente continua del dispositivo semiconductor.

Considerando las Ec. 13 y la Ec 14 la tensión de ruido total generada por el A.O será

$$ent^2 = en^2 + 2(in R_s)^2 \Rightarrow ent = \sqrt{en^2 + 2(in R_s)^2} \quad \text{Ec.16}$$

A esta se debe agregar el ruido térmico de la resistencia del generador excitador y para el caso en que se use una sola entrada del A.O la expresión queda sin el 2 del término  $in R_s$  en Ec.17

$$enit = \sqrt{4 K T R_s \Delta B + (en^2 + (in R_s)^2) \Delta B} \quad \text{Ec.17}$$

Como se vio estos parámetros dependen de la frecuencia o más precisamente el ancho de banda  $\Delta B$ . Es por esto que cuando el fabricante especifica estos datos invariablemente lo hace en función de la frecuencia. En los A.O bipolares en general se especifican los dos datos en forma de gráficos  $en=f(fre)$  e  $in=f(fre)$ . En el caso de los amplificadores FET e CMOS la corriente de ruido equivalente no se suministra en gráfico por ser de muy bajo valor.

Cuando se necesita calcular la tensión de ruido equivalente total se deben dividir los tramos curvos (del ancho de banda) de los gráficos y tomar valores intermedios de  $en$  e  $in$ . Luego se calcula el valor del

ruido para los anchos de banda subdividido y se realiza la sumatoria para el ancho de banda total, de esta forma la Ec 17 quedaría.

$$en_{\text{it}} = \sqrt{4 K T R_s \Delta B + \sum_{n=i} \left( en^2 + (in R_s)^2 \right) \Delta B} \quad \text{Ec.18}$$

En el caso de trabajar con A.O de la familia BiFet o CMOS el término ( $in \times R_s$ ) suele no aparecer pues “ $in$ ” es prácticamente cero.

Como estos parámetros dependen del ancho de banda del amplificador se especifica su valor en función de la frecuencia.

Algunos datos de manual: Equivalent input noise voltaje

$$en \left[ \frac{nV}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

Equivalent input noise current

$$in \left[ \frac{pA}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$$

Estos parámetros se presentan Fig. N° 24 en la hoja de datos en forma numérica o bien como gráficos en función de la frecuencia.

Algunos datos de manual.

Valores típicos de  $in$  y  $en$

CA3130                   $23\mu\text{V}$  para  $\Delta B=0,2\text{MHz}$  y  $R_s=1\text{M}\Omega$

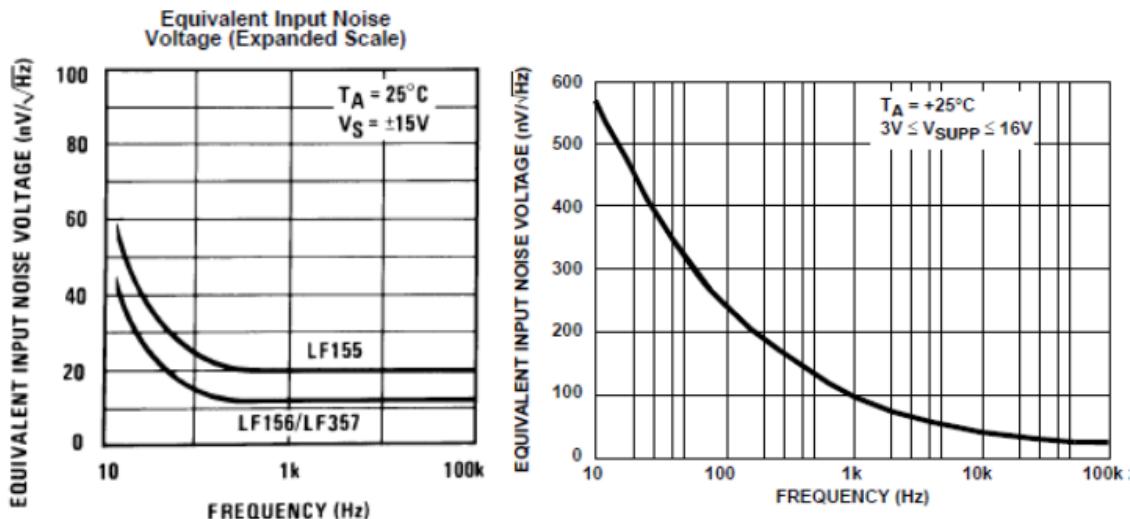
LF355                   $en = 25 \left[ \frac{nV}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$

LF355                   $in = 0,01 \left[ \frac{pV}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$

CL7611                   $en = 100 \left[ \frac{nV}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$

ICL7611                   $in = 0,01 \left[ \frac{pV}{\sqrt{\text{Hz}}} \right]$

Cuando se presenta en forma de gráfico Fig. N° 24 se debe considerar solo el ancho de banda del circuito a realizar.



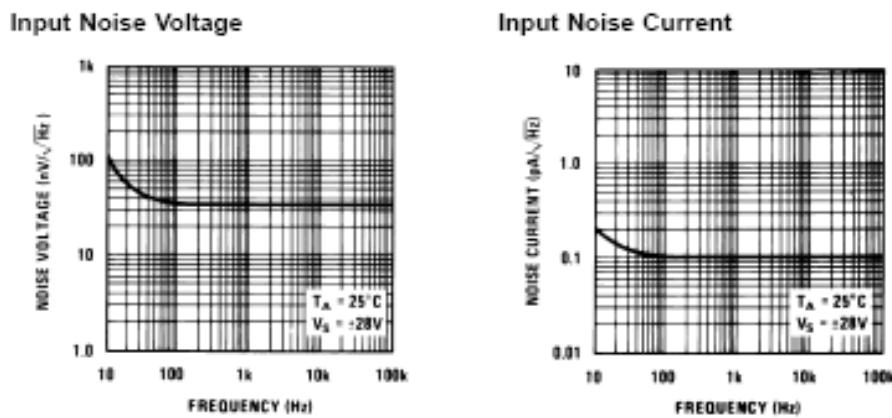


Figura N°24 Gráficas de “en” e “in” versus frecuencia

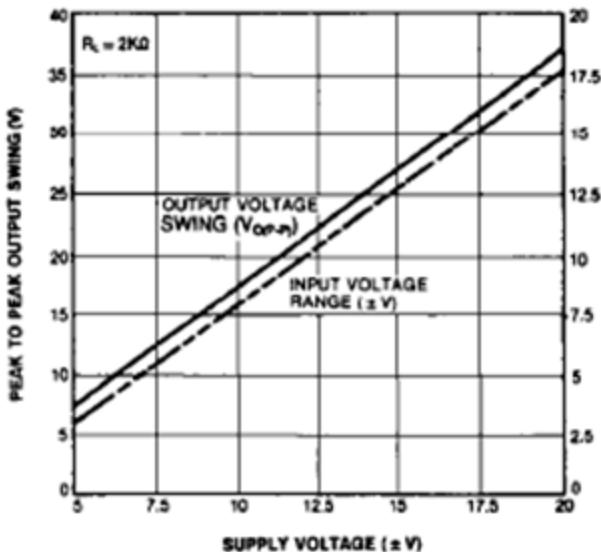
## 2-2d) Rango de tensión de entrada

Son dos las tensiones definidas a la entrada del A.O, la tensión máxima diferencial y la tensión máxima de modo común.

Normalmente se especifica el rango de la tensión de modo común (Input Common mode voltaje range). Para estas tensiones de modo común no se garantiza las especificaciones de A.O a menos que esté específicamente establecido. El intervalo de voltaje de modo común está limitado por la saturación de la etapa de entrada. En base a esto se especifica el rango de tensión de entrada (Input voltage range) dentro del cual se garantiza las especificaciones del A.O para funcionamiento lineal. Como es obvio esta tensión está limitada por la tensión de fuentes de alimentación. Es muy usual que se suministren gráficos como en la Fig. N° 25 describiendo esta relación:

Algunos datos de manual: Input Common mode voltaje range

LM741



**Output Swing and Input Range  
vs Supply Voltage**

LF155

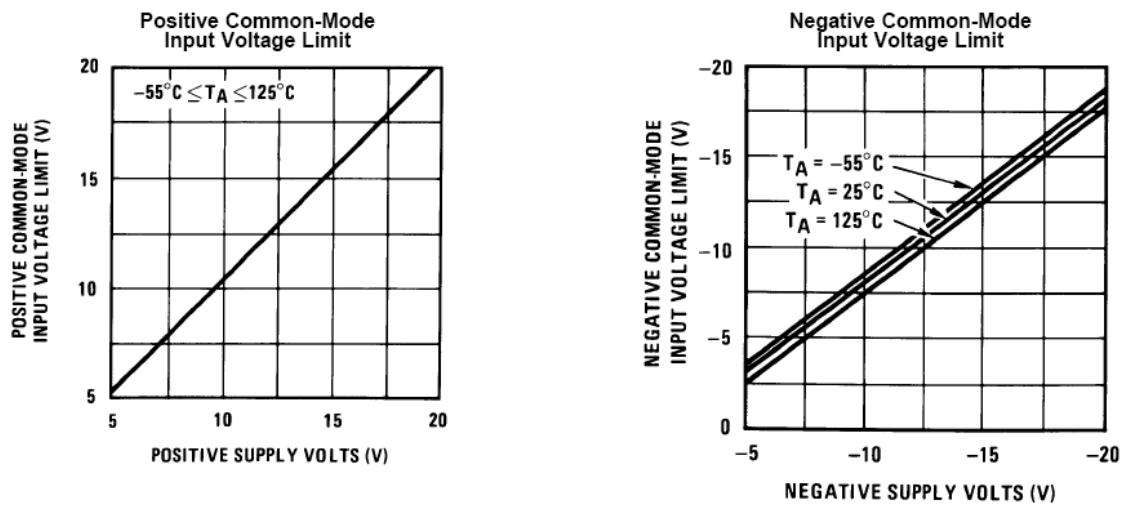


Figura N°25 Gráficas del límite de tensión de modo común a la entrada versus VCC

Valores típicos de ViR

LM741	+/-13 V
LF355	+15 / -12 V
CA3130	-0,5 /+12V
ICL7611	+/- 4,4 V

2-2e) Ganancia de tensión y respuesta temporal a señal débil.

Ganancia de tensión para señal débil.

Este parámetro suele ser presentado en diversas formas dependiendo esta de la aplicación que se le da al A.O.

Lo normal es que se especifique a lazo abierto suministrando gráficos de la ganancia en función de la frecuencia o la tensión de alimentación Fig.Nº 26, algunos casos se especifica a lazo cerrado cuando es necesario destacar alguna característica importante como puede ser la estabilidad en frecuencia.

Algunos datos de manual: Open Loop Frequency Response

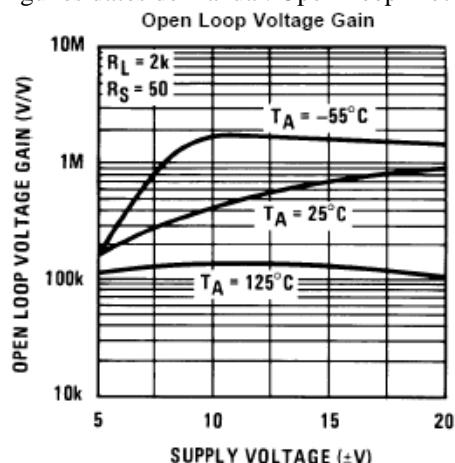
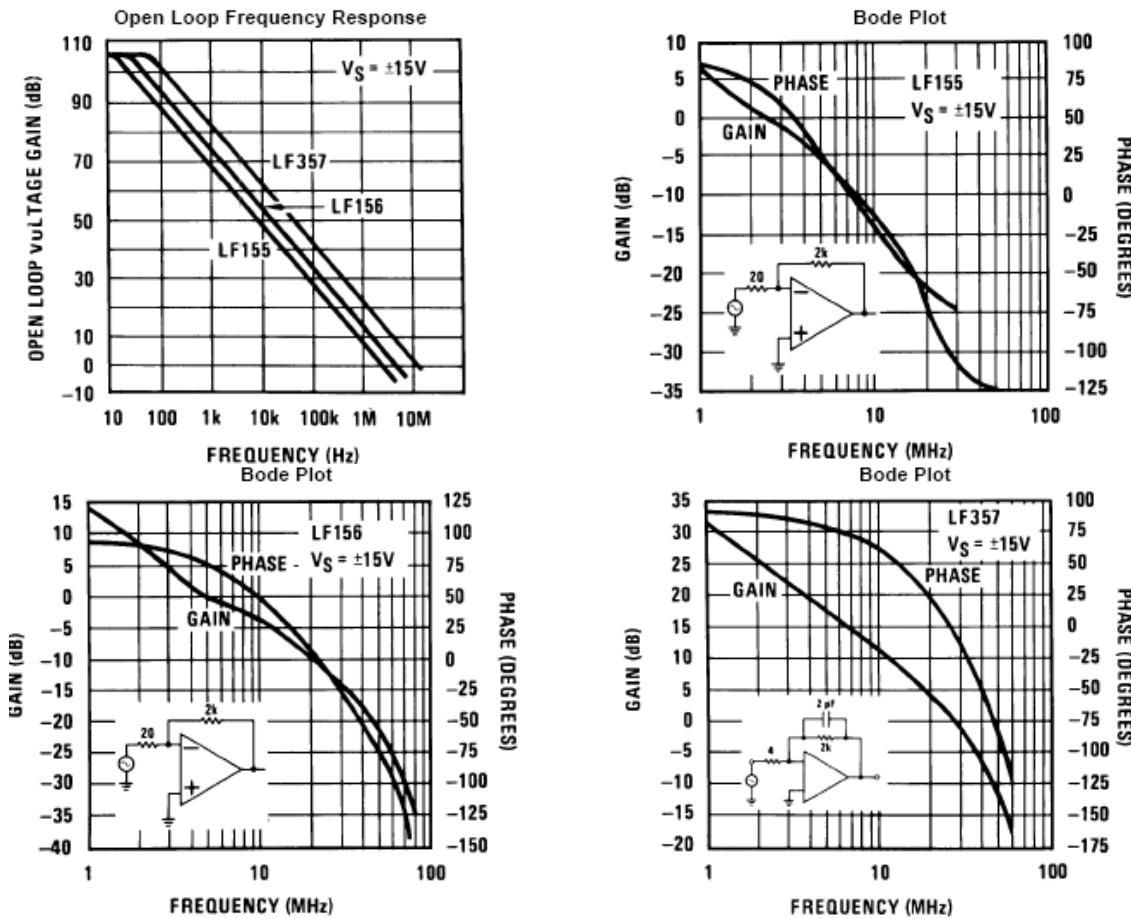


Figura N°26 Gráficas de la relación entre la ganancia de tensión y la frecuencia o la Vcc.



Cuando el amplificador no es internamente compensado en frecuencia, es común, que se especifique también la variación de la fase en función de la frecuencia Fig. N° 27 y el circuito exterior necesario para lograr la compensación que garantice la estabilidad en frecuencia del A.O.

En el caso de los operacionales programables además de las variaciones en la respuesta por compensación externa puede haber variaciones con el valor de la corriente de programación dependiendo dicha variación de la familia a la que pertenezca el A.O. Tomemos como ejemplo ICL76XX en la Fig.Nº 27, en cuyo gráfico se ve claramente que estas curvas características tienen como parámetro la corriente de programación IQ.

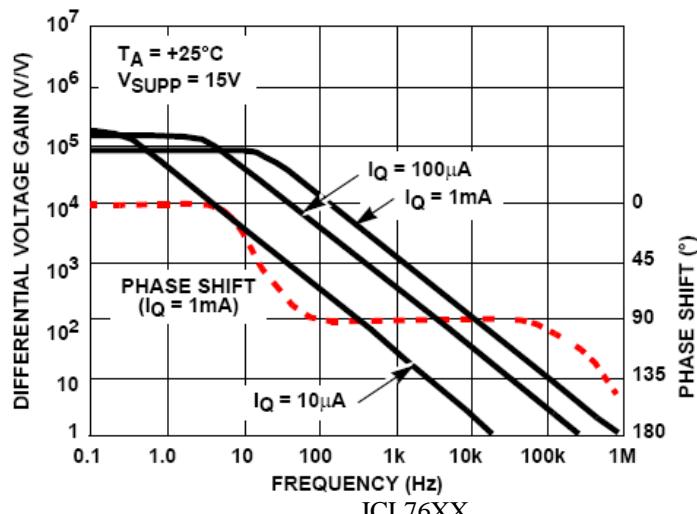


Figura N°27 Gráficas de la relación entre la ganancia de tensión y la frecuencia con la corriente de programación.

En otros casos se suele especificar la ganancia en función de otros parámetros de interés como la temperatura y otros.

En las graficas de las Fig.Nº 26 y Fig. Nº 27 se pueden observar dos puntos de interés, uno a partir del cual decrece la ganancia para alta frecuencia que en general es un polo dominante de la función, que define la frecuencia de corte superior del A.O.

El otro punto es el de intersección con el eje de frecuencia. Este último punto define el “**ancho de banda ganancia unitaria**” dato también útil para la elección de un A.O dependiendo de la aplicación en la que será usado.

### Respuesta temporal a señal débil o Tiempo de crecimiento. Rise time

Es el tiempo (tr) que tarda la salida desde el 10% hasta el 90% del valor del régimen para ganancia unitaria (o sea para el circuito de la Fig. Nº 28) cuando la señal de entrada es una rectangular ideal para el caso y para señal débil Fig. Nº 28.

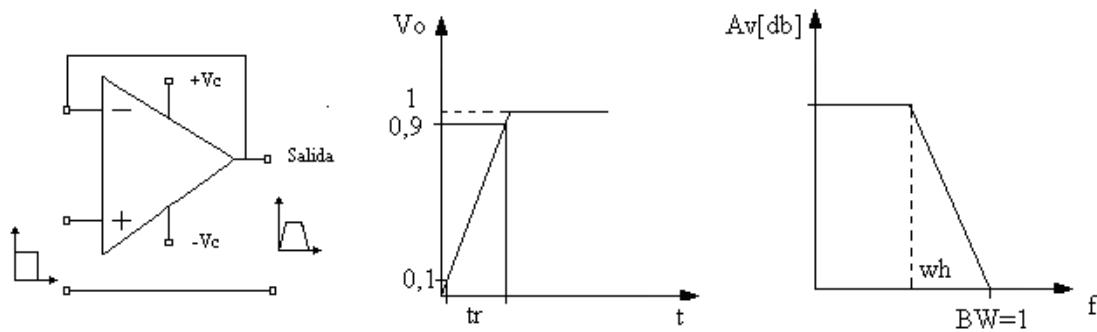


Figura N°28 Circuito para la medición de rise time y gráficas obtenidas.

Como se demostrará (cuando se trate el tema de respuesta en frecuencia) a partir del tiempo de crecimiento tr es posible obtener el ancho de banda para ganancia unitaria del A.O mediante la Ec. 19

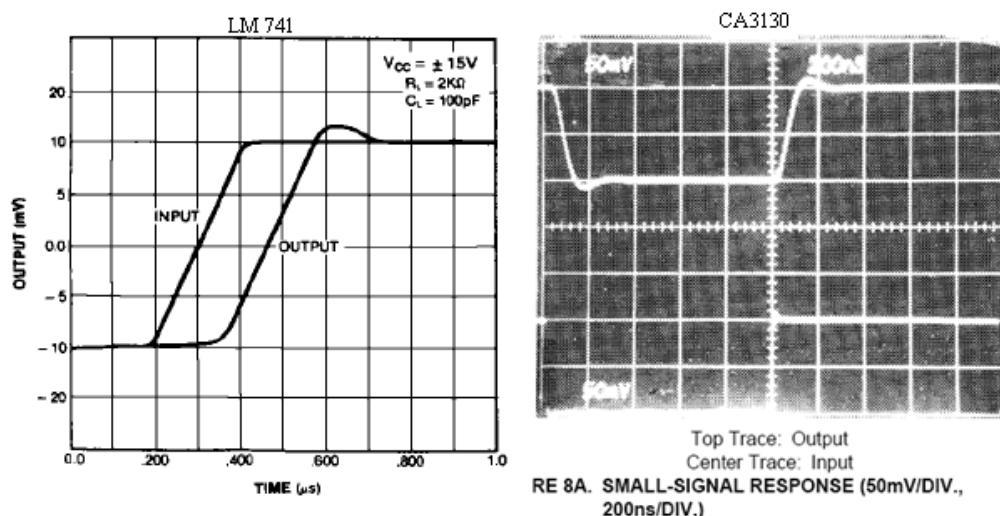
$$\Delta B[\text{MHz}] = \frac{0,35}{tr} \left[ \frac{1}{\mu\text{s}} \right] \quad \text{Ec.19}$$

Valor que coincide aproximadamente con el que se puede leer en la curva de la hoja de datos del A.O. Se suele presentar Fig. Nº 29 en valor medidos en una tabla o en gráficos u oscilogramas de la medición

Valores típicos de tr ( Rise time)

LM741	0,3μs
LF355	1,5μs
CA3130	0,09μs
ICL7611	20 a 2μs

Figura N°29 Gráfica y captura de señal para determinar “rise time”.



Para el caso de trabajar con el A.O para señales fuertes se utilizan parámetros definidos para esa condición como los del siguiente punto.

## 2-2 g) Respuesta en frecuencia y temporal a señales fuertes.

### Respuesta en frecuencia a señales fuertes

**La respuesta en frecuencia a señales fuertes** es la excusión o amplitud pico a la salida, con referencia al cero volt, que se puede obtener sin recortes o distorsión de la señal en función de la frecuencia. En la Fig.N°30 se observa que hasta cierta frecuencia la excusión de salida casi alcanza los valores de fuente (llamada respuesta de máxima potencia) pero cuando aumenta la frecuencia dicho valor decrece. Si se excede esta valor la respuesta será distorsiva.

Algunos valores de manual

Excusión de tensión a la salida: Output voltaje swing.

Este parámetro se presenta en gráficos en función de la frecuencia.

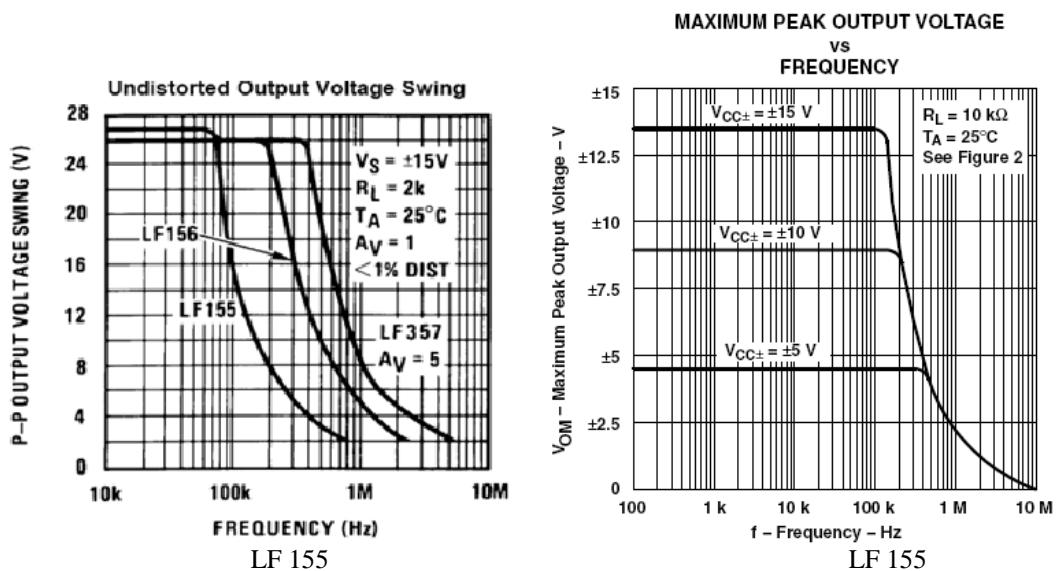


Figura N°30 Excusión de tensión pico a pico versus frecuencia.

Este parámetro también depende de la corriente de programación, tensión de la fuente de alimentación, temperatura ambiente, el valor de la resistencia de carga y si es o no compensado el A.O.

Por ejemplo el CMOS programable ICL76XX de la Fig. N° 31. En este caso la excusión depende además de la frecuencia de I<sub>Q</sub> (corriente de programación).

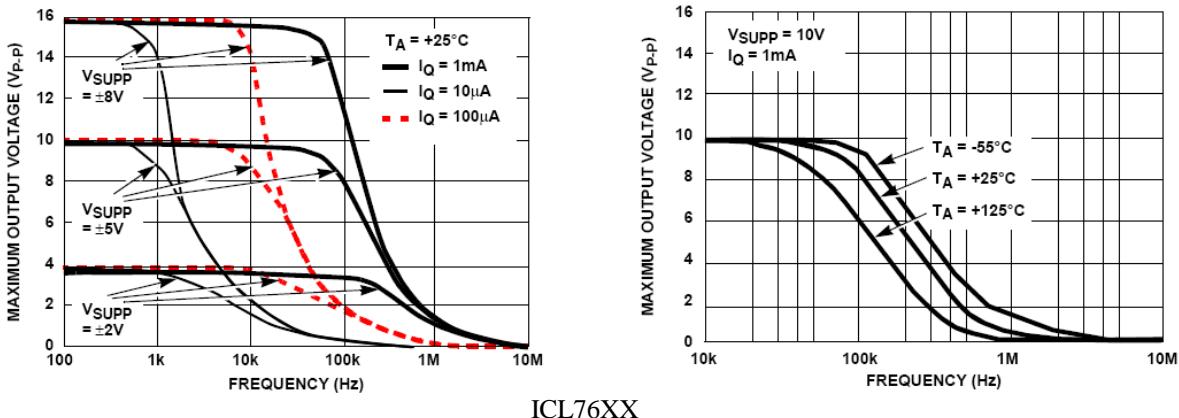


Figura N°31 Excusión de tensión pico a pico versus frecuencia e I<sub>Q</sub> y temperatura como parámetros.

## 2-2h) Respuesta temporal a señales fuertes.

La limitación en la excursión de la tensión de salida vista en el parámetro anterior, está relacionada a muchos factores uno de los preponderantes es el capacitor de compensación (recordar circuito interno del 741) cuya velocidad de carga y descarga en los dos sentidos esta limitada para las tensiones de salidas de valores grandes.

En el caso de los A.O con capacitor interno de compensación (**solo para este caso**) la velocidad de respuesta, está fijada por el valor del capacitor y por la máxima corriente que es capaz de suministrar el circuito interno A.O, Ec. 20 al capacitor para su carga.

Por lo tanto la **velocidad de respuesta** se define como el cambio del voltaje de salida en el tiempo ante la excitación de un pulso.

$$Sr = \frac{\Delta Vo}{\Delta t} = \frac{\text{Corriente su ministrada por la fuente interna del A.O}}{\text{Capacitor}} \equiv \frac{\mu A}{pF} \equiv \frac{V}{\mu s} \quad \text{Ec.20}$$

$$\text{Para el A.O LM741 sera } Sr = \frac{\Delta Vo}{\Delta t} = \frac{\text{Corriente su ministrada por el A.O}}{\text{Capacitor}} \equiv \frac{15 \mu A}{30 pF} \approx 0,5 \frac{V}{\mu s}$$

Algunos datos de manual: Signal Pulse Response

En algunos casos se suministra el oscilograma Fig. N°32 mostrando la forma de onda a la salida comparada con la entrada.

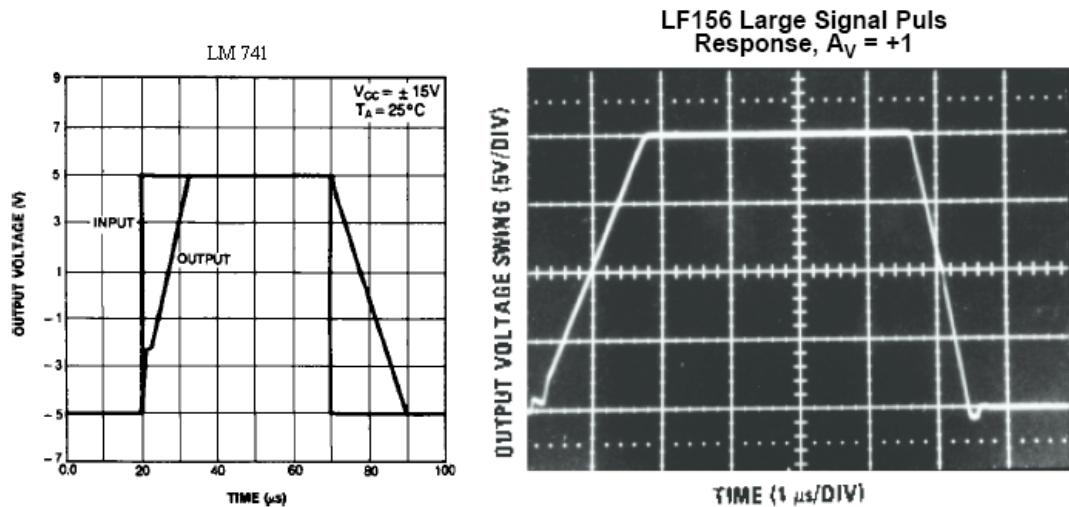
Respuesta en temporal a señales fuertes(SW) (slew rate)

LM741                    0,5V/μs

LF355                    12V/μs

CA3130                   30V/μs

ICL7611                   0,016 a 0,16V/μs



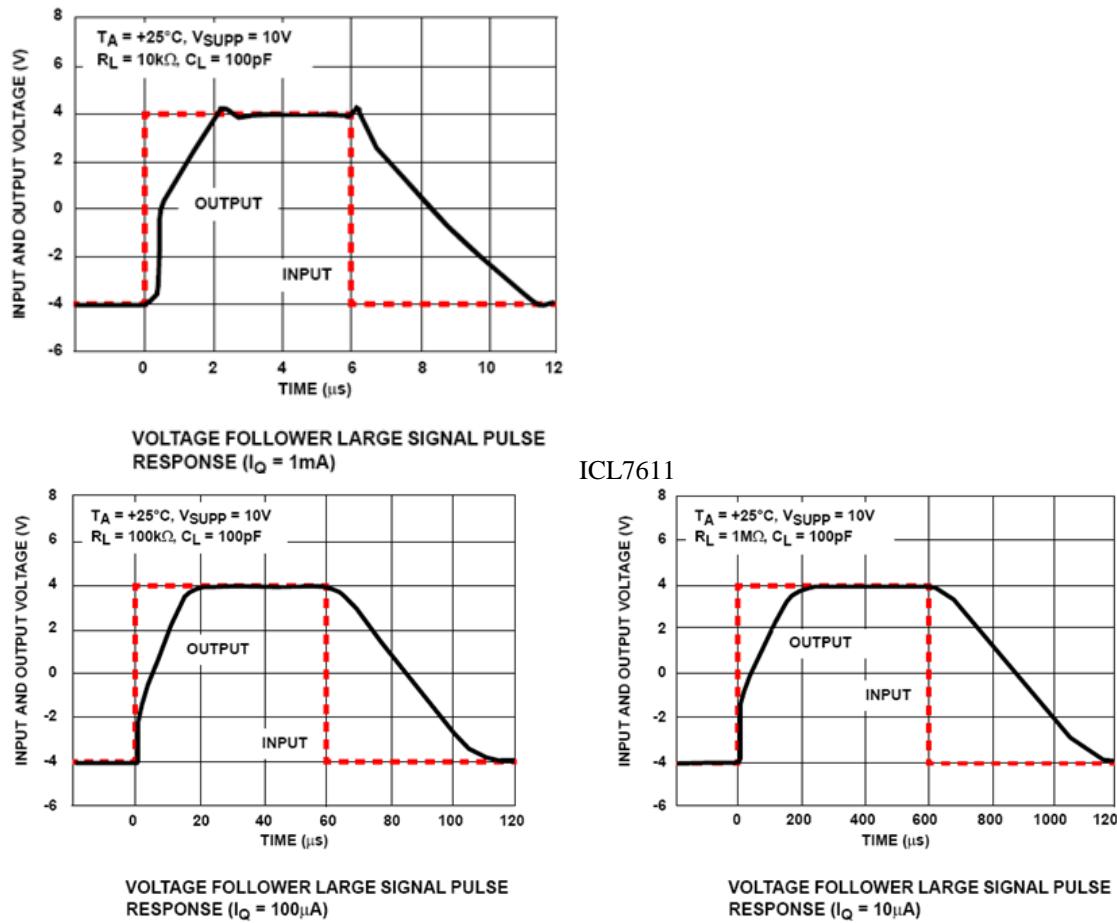


Figura N°32 Respuesta a señales fuertes que permite comparar la entrada y salida.

Es evidente que las dos respuestas a señales fuertes están íntimamente relacionadas y se puede demostrar que la limitación de rapidez (slew rate) determina la máxima frecuencia sin distorsión (senoidal) que puede suministrar el A.O. Cuando la excusión de la tensión de salida es la máxima se dice que es **respuesta a máxima potencia**, en este caso, la output swing en un poco menos que  $V_{cc}$ . La distorsión a la que se hace referencia se manifiesta como Fig. N° 33 una triangularización de la senoidal en la salida.

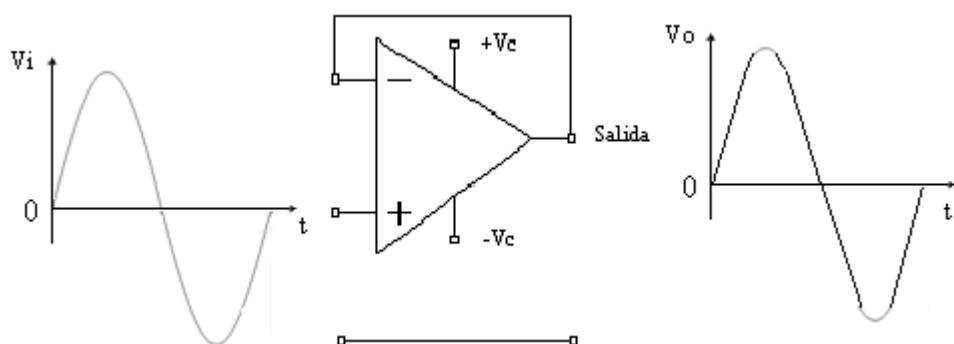


Figura N°33 Triangularización de la salida por limitación de la velocidad (slew rate).

Se puede determinar aproximadamente la máxima frecuencia sin distorsión que se puede obtener para un determinado  $S_r$  y excusión de salida pico.

Suponiendo que la tensión pico de carga del capacitor de compensación de frecuencia sea aproximadamente la tensión pico de salida y teniendo en cuenta la Ec. 21

$$V_{op} \approx I_{c\max} \times \frac{1}{W_{\max} \times C} = \frac{I_{c\max}}{C} \frac{1}{2\pi f_{\max}} \quad \text{Ec.21}$$

$$f_{\max} = \frac{Sr}{6,28V_{op}} \quad \text{donde} \quad Sr = \frac{I_{c\max}}{C} \quad \text{Ec.22}$$

Ejemplo del oscilograma de respuesta a pulsos del LM 307 se deduce que  $Sr=0,5[V/\mu s]$ . Calcular la frecuencia máxima sin distorsión para a)  $V_{op} = +/- 8V$  y b)  $Ouput swing = +/- 14V$  o sea a máxima potencia.

a) Se tiene que  $f_{\max} = \frac{0,5 V / \mu s}{6,28 \times 8V} 9,9 KHz \quad \text{del manual} \quad f_{\max} \approx 9 KHz \quad \text{Ec.23}$

b) Se tiene que  $f_{\max pot} = \frac{0,5 V / \mu s}{6,28 \times 14V} 5,7 KHz \quad \text{del manual} \quad f_{\max pot} \approx 5 KHz \quad \text{Ec.24}$

Como se observa en las Ec. 23 y Ec. 24 los valores de frecuencias coinciden bastante con los leídos en las graficas de excusión de salida en función de la frecuencia.

Cuando se diseña un amplificador se debe considerar la limitación de frecuencia superior pero como vimos esta frecuencia puede ser determinada por respuesta en frecuencia para señal débil o por señal fuerte. En este caso de los dos valores calculados se elige el menor previniendo que el amplificador funcione con pequeña señal o señal fuerte. También se debe tener en cuenta que la máxima excusión a la salida de A.O depende de otras variables como por ejemplo la temperatura y el valor de la resistencia de carga.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APPLICADA II

# *Introducción a los Circuitos Integradores y Derivadores*

***Ing EDUARDO A GONZALEZ***

**Año 2010**



## *Introducción a los Circuitos Integradores y Derivadores*

### **Objetivo específico**

**Describir los principales circuitos integradores/derivadores más usuales y adquirir criterios de selección/diseño de los mismos.**

Item	Pag.
<b>1-Introducción a los circuitos integradores.</b>	3
1-1 Definición del circuito integrador.	3
1-2 Ejemplos básicos.	4
1-3 El circuito integrador inversor.	5
1-4 Imprecisiones debido a las señales de error.	5
1-5 Corrección de errores.	6
1-6 Recomendaciones para el diseño.	7
1-7 El límite superior de frecuencia y su precisión.	8
1-8 Fijación del ancho de banda de integración.	8
1-9 Condiciones iniciales.	10
1-10 Integrador sumador.	11
1-11 Integradores no inversores y diferenciales.	11
1-12 Diseño y simulación de integradores prácticos.	14
 <b>2- Introducción a los circuitos derivadores.</b>	 20
2-1 Definición del circuito derivador.	20
2-2 El derivador básico.	20
2-3 Ejemplos básicos.	21
2-4 Representación de Bode.	21
2-5 El derivador práctico.	22
2-6 Grafica de Bode de derivador con ganancia reducida.	23
2-7 Fijación de la impedancia de entrada.	24
2-8 Grafica de Bode con Zi fijada por R1.	25
2-9 Diseño y simulación de derivadores prácticos.	25
Referencias bibliográficas	32



## 1-Introducción a los circuitos integradores.

### 1-1 Definición del circuito integrador.

Un circuito integrador se puede considerar como un bloque funcional en si mismo. En la figura N°1 se ve dicho bloque y la operación que ejecuta se expresa en la Ec 1-1. La señal de salida  $V_o(t)$  es igual a la integral en el tiempo de la señal de entrada

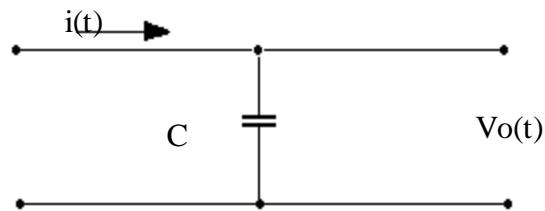


El bloque integrador

Figura N° 1

$$V_o(t) = \int_0^t v_i(t) dt + v_o(0) \quad \text{Ec 1-1}$$

Para esta operación se puede utilizar un inductor o un capacitor en combinación con un A.O. El elemento elegido en la mayoría de las aplicaciones es el capacitor como se ve en la figura N°2 puesto que los inductores no son confiables debido a su dispersión, inestabilidad con temperatura, humedad, respuesta en frecuencia, etc.



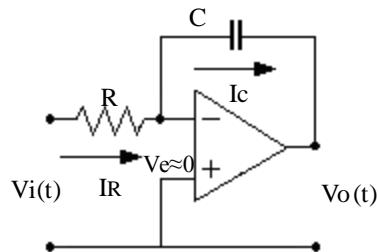
El capacitor como componente integrador

Figura N°2

Debido a que su respuesta a la circulación de corriente es:

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt} \quad \text{Ec 1-2}$$

El circuito integrador inversor figura N°3 es el de uso más difundido.



Circuito del integrador básico con AO  
 Figura N°3



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
 FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
 DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
 ELECTRONICA APLICADA II

Como sabemos, en el Capacitor  $V_C = \frac{Q}{C}$ , donde Q es la carga en Coulomb y C es la capacidad en Farad.

Si planteamos que  $V_e \approx 0$  entonces  $V_o = \frac{Q}{C}$  además se sabe que  $-IR = Ic = \frac{vi}{R}$  si  $Ib = 0$

Se puede escribir la tensión de salida como:

$$Q = \int_0^t \frac{i}{R} dt + Q_o = -\frac{1}{R} \int_0^t vi(t) dt + Q_o$$

$$V_o(t) = \frac{Q}{C} = -\frac{1}{RC} \int_0^t vi(t) dt + V(t_0) \Rightarrow \text{donde } V(t_0) = \frac{Q_o}{C} \quad \text{para } t = 0 \quad \text{Ec 1-3}$$

### 1-2 Ejemplos básicos.

**Ejemplo 1-1** Suponer que la señal de entrada  $vi(t)$  es una tensión continua (constante en el tiempo)

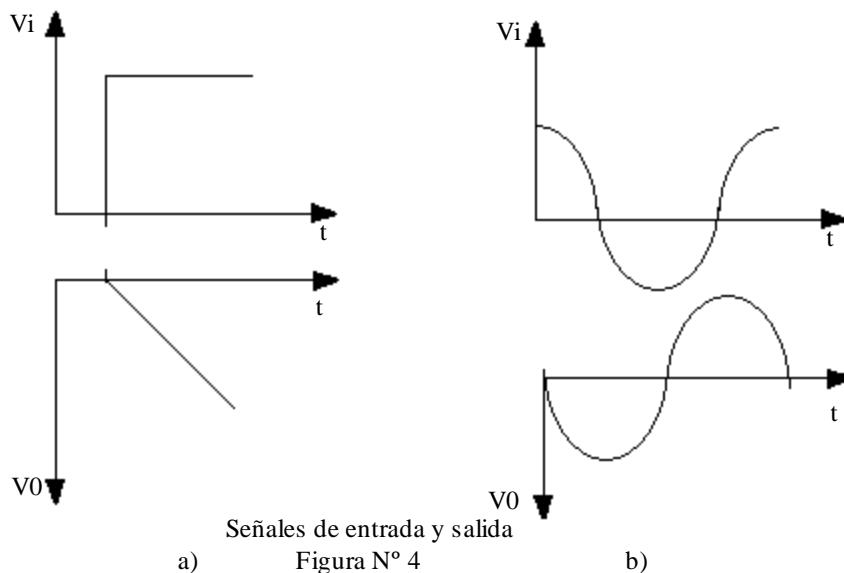
$$V_o(t) = -\frac{vi}{RC} \int_0^t dt + V(t_0) = -\frac{vi}{RC} t + V(t_0) \quad \text{Ec 1-4}$$

O sea que  $V_o(t)$  es una función lineal del tiempo (Ec. 1-4). Ver figura N°4 a.

**Ejemplo 1-2:** Suponer que la señal de entrada  $vi(t)$  es una función cosenoide  $vi(t) = V_{ipico} \cos \omega t$

$$V_o(t) = -\frac{V_{ipico}}{RC} \int_0^t \cos \omega t dt + V(t_0) = -\frac{V_{ipico}}{\omega RC} \operatorname{sen} \omega t + V(t_0) \quad \text{Ec 1-5}$$

En la Ec 1-5 se ve que la amplificación resulta ser inversamente proporcional a la frecuencia. Ver figura N°4b



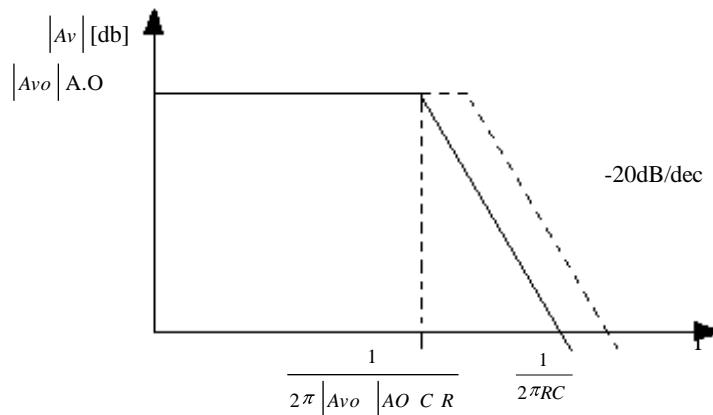


UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
 FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
 DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
 ELECTRONICA APlicada II

### 1-3 El circuito integrador inversor.

Otra forma de obtener la función de transferencia Ec 1-6 es aplicando la ecuación del amplificador inversor.

$$Av_f = -\frac{Z_c}{R} = -\frac{1}{PR C} \Rightarrow |Av_f| = \frac{1}{w R C} \quad \text{Ec 1-6}$$



Curva de Bode del integrador básico

Figura N° 5

La función de transferencia resultante tiene un polo en el origen. La desensibilidad respecto de la curva a lazo abierto es importante por que garantiza la estabilidad del circuito y la precisión. Representando por Bode el módulo estará dado por la figura N°5. La curva de línea de trazo representa la función de transferencia del amplificador operacional

### 1-4 Imprecisiones debidas a las señales de error.

Se debe tener en cuenta que el capacitor se carga permanentemente con las fuentes  $V_{os}$  e  $I_B$ . Esa corriente de carga es en realidad una corriente de error definida por la Ec 1-7

$$I_{c\ error} = \frac{V_{os}}{R} + I_B \quad \text{luego} \quad \frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left( \frac{V_{os}}{R} + I_B \right) \quad \text{Ec 1-7}$$

Se debe buscar que  $I_B \ll \frac{V_{os}}{R}$  de este modo el error se reduce. Esta situación se puede observar en el siguiente

#### Ejemplo 1-3

Suponer que los componentes de la constante de tiempo  $\tau$  son:

$$R = 10.000[\Omega]$$

y los datos del amplificador operacional son:  $V_{os} = 1$  [mV]

$$C = 0,1[\mu F]$$

$$I_B = 10$$
 [nA]



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
 FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
 DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
 ELECTRONICA APlicada II

Para este caso se tiene que  $I_B \ll \frac{V_{os}}{R}$ .

Por tanto el error será:

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = - \frac{10^{-3} [V]}{10^4 [\Omega] 10^{-7} [F]} + \frac{10^{-8} [A]}{10^{-7} [F]} = 1[\frac{V}{s}] + 0,1[\frac{V}{s}] = 1,1[\frac{V}{s}] \quad \text{Ec 1-8}$$

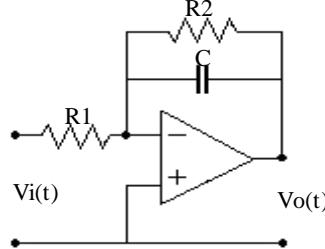
Pero si se modifican los valores de R y C manteniendo el valor de la constante de tiempo  $\tau$  se tiene:  
 $R = 1[M\Omega]$  y  $C = 0,001[\mu F]$ . Ahora el error será:

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = - \frac{10^{-3} [V]}{10^6 [\Omega] 10^{-9} [F]} + \frac{10^{-8} [A]}{10^{-9} [F]} = 1[\frac{V}{s}] + 10[\frac{V}{s}] = 11[\frac{V}{s}] \quad \text{Ec 1-9}$$

### 1-5 Corrección de errores.

Con el fin de paliar este problema es recomendable disminuir la ganancia del circuito en baja frecuencia. Esto se consigue colocando en paralelo con el capacitor una resistencia R2 (figura N°6) que evitara que la ganancia llegue a ser la de lazo abierto del amplificador operacional para corriente continua.

Con la R2 la función de transferencia esta dada por:



Circuito con corrección de errores

Figura N°6

$$Avf = - \frac{Zc}{R1} = - \frac{R2 \frac{1}{PC}}{R1 \left( R2 + \frac{1}{PC} \right)} = - \frac{R2}{R1} \frac{1}{(1 + R2 P C)} \quad \text{Ec 1-10}$$

Luego a partir de esta ecuación para baja frecuencia se tiene la Ec 1-11. O sea  $1 \gg R2 P C$

$$|Avf| = \frac{R2}{R1} \quad \text{Ec 1-11}$$

Y para alta frecuencia será  $1 \ll R2 P C$  y se tendrá la función del integrador Ec 1-12. O sea:

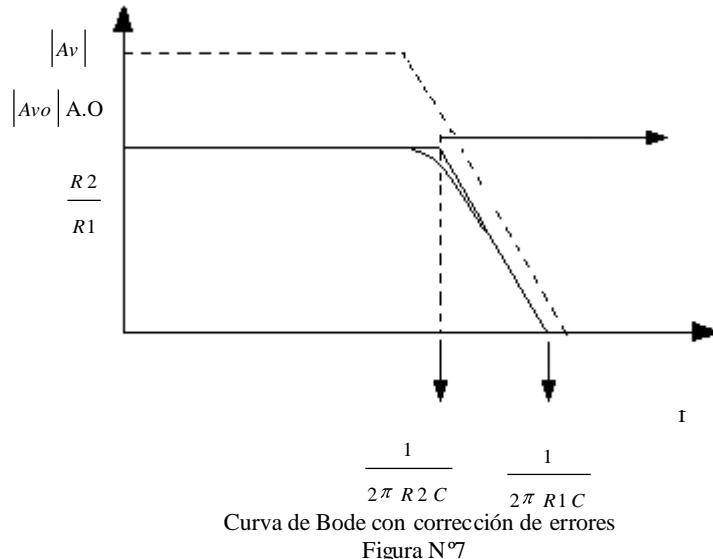


UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
 FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
 DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
 ELECTRONICA APlicada II

$$|Avf| = \frac{1}{P C R1}$$

Ec 1-12

El Bode quedará como se ve en la figura N°7.



De esta grafica se puede deducir que la frecuencia de corte inferior del integrador se puede obtener del producto de ganancia por ancho de banda como se ve en la Ec 1-13:

$$f_{inf} \frac{R2}{R1} = \frac{1}{2\pi C R1} \quad de \quad donde \quad \Rightarrow f_{inf} = \frac{1}{2\pi C R2}$$

Ec 1-13

#### 1-6 Recomendaciones para el diseño.

1-6a) Es recomendable utilizar amplificadores operacionales de baja corriente de error  $I_B$  lo ideal es utilizar amplificadores con entrada FET o MOS, de este modo se evita la deriva de la tensión de salida debido a la carga espuria del capacitor. No obstante ello se deberán tomar medidas en el circuito tendientes a compensar el efecto de esta señal de error.

1-6b) La buena performance del AO tiene una limitación dada por la calidad del capacitor de realimentación, que puede reducir la exactitud en las aplicaciones de precisión. Por lo tanto es necesario un breve análisis de las limitaciones de los capacitores que se utilizarán en los integradores de precisión. En la tabla N°1 se pueden ver algunas especificaciones de capacitores de buena calidad clasificados según el dieléctrico utilizado.



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II**

Dieléctrico	Maylar	Maylar metalizado	Poli carbonato	Policarbonato metalizado	Poli estireno	Teflón	Teflón metalizado
<b>Rango de temperatura</b>							
Alta temperatura (°C)	+125	+125	+125	+125	+85	+200	+200
Baja temperatura(°C)	-65	-65	-65	-65	-65	-65	-65
<b>Coeficiente de temp.</b>							
-65°C a 25°C (%)	-6	-6	-1,5	-1,5	+0,9	+1,9	+0,5
25°C a altas temp. (%)	+12	+12	+/-0,5	+/-0,5	-0,6	-3,7	-1,0
<b>Absorción dieléctrica</b>	0,1	0,1	0,05	0,05	0,2	0,1	0,2
<b>Factor de disipación</b>							
@ 25°C en (%)	0,3	0,5	0,1	0,2	0,02	0,01	0,1
@ alta temp. en (%)	1,2	1,7	0,07	0,6	0,04	0,02	0,2
<b>Resistencia de aislación</b>							
@ 25°C en ( $M\Omega \cdot \mu F$ )	$2 \times 10^3$	$5 \times 10^4$	$4 \times 10^3$	$2 \times 10^3$	$1 \times 10^6$	$1 \times 10^6$	$5 \times 10^3$
@ alta temp. ( $M\Omega \cdot \mu F$ )	$3 \times 10^2$	$1 \times 10^2$	$1,5 \times 10^4$	$15 \times 10^2$	$7 \times 10^4$	$1 \times 10^5$	$2,5 \times 10^4$
<b>Medidas aprox. para 50Vdc</b> (Pulgadas cúbicas/ $\mu F$ )	0,12	0,06	0,19	0,09	0,44	1,1	0,39

Tabla N°1

### 1-7 El límite superior de frecuencia y su precisión.

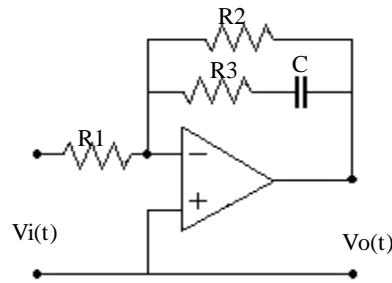
La frecuencia superior de integración depende del ancho de banda del AO y de su nivel de ruido el cual puede llegar a enmascarar la señal.

#### Precisión.

La precisión depende de la linealidad de la función de transferencia. En las proximidades de la frecuencia inferior la precisión es del orden del 50% mientras que para frecuencias próximas a 10 veces la frecuencia inferior la precisión es del 99%. Esto se puede ver gráficamente en la figura N° 7

### 1-8 Fijación del ancho de banda de integración.

En la figura N°8 se puede ver una modificación del integrador de la figura N° 6 la resistencia agregada R3 fija la ganancia para alta frecuencia.



Circuito de limitación del ancho de banda

Figura N°8



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II**

En la Ec 1-14 se puede ver la nueva función de transferencia que será:

$$Avf = - \frac{R2}{R1} \frac{\left( R3 + \frac{1}{PC} \right)}{\left( R3 + R2 + \frac{1}{PC} \right)} = - \frac{R2}{R1} \frac{\cancel{1+PCR3}}{\cancel{1+P(R3+R2)C}}$$
Ec 1-14

Si se plantea que  $R2 \gg R3$  la ecuación queda como se ve en la Ec1-15.

$$Avf = - \frac{R2}{R1} \frac{\cancel{1+PCR3}}{\cancel{1+PR2C}}$$
Ec 1-15

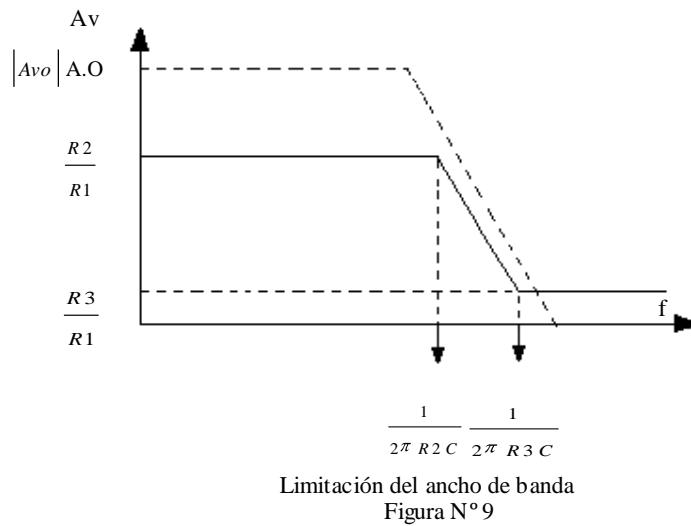
Luego para poder realizar el diagrama de Bode (figura N° 9) se debe determinar el valor de las constantes. Para baja frecuencia se tiene  $1 \gg PCR2$  y  $1 \gg PCR3$  la función queda:

$$Avf = - \frac{R2}{R1}$$

Para alta frecuencia se tiene  $1 \ll PCR2$  y  $1 \ll PCR3$  la función queda:

$$Avf = - \frac{R3}{R1}$$

Con estos valores de ganancia y de frecuencias del polo y el cero es posible construir la grafica de Bode de la figura N°9 en la que se puede apreciar con claridad la zona de integración y su ancho de banda.

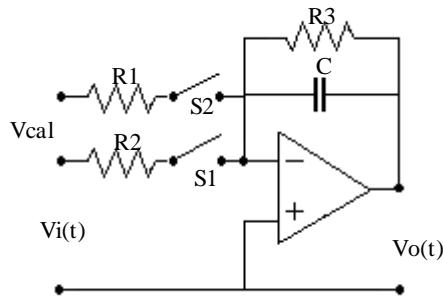




**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II**

**1-9 Condiciones iniciales.**

Para la carga de condiciones iniciales y la posterior medición del resultado de la operación, se debe modificar el circuito figura N°10 agregando una fuente auxiliar para el calibrado.



Integrador con condiciones iniciales  
Figura N° 10

En este circuito se puede apreciar que las llaves S1 y S2 permiten cargar condiciones iniciales de integración y detener el proceso para realizar la medición resultante.

Las condiciones se observan en la Tabla N°2 y son las siguientes.

Posición de las llaves	Estado del circuito
S1 cerrado y S2 abierto	Integrandeo
S1 abierto y S2 abierto	Integración detenida, se mide
S1 abierto y S2 cerrado	Cargando condiciones iniciales “Vo(0)”

Tabla N°2

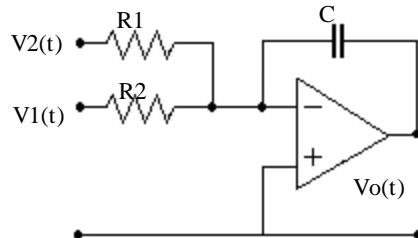
La condición inicial es  $Vo(t_0) = - \frac{R_3}{R_2} V_{cal}$  y el tiempo de establecimiento de la  $Vo$  deberá ser mayor que  $\tau = C R_3$ .



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
 FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
 DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
 ELECTRONICA APlicada II

**1-10 Integrador sumador.**

En el circuito de la figura N°11 se presenta un integrador que cumple la función adicional de sumador



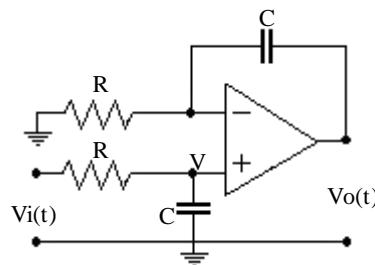
Integrador sumador  
 Figura N° 11

Este circuito se puede analizar por aplicación de superposición, utilizando el concepto de sumador inversor e integrador:

$$V_o(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t \frac{v_1(t)}{R_1} dt + \frac{v_2(t)}{R_2} dt + V_o \quad \text{Ec 1-16}$$

**1-11 Integradores no inversores e integradores diferenciales.**

**1-11a) Integrador no inversor:** En el circuito de la figura N° 12 se puede observar un integrador no inversor de constantes de tiempo apareadas.



Integrador no inversor  
 Figura N° 12

Aplicando el mismo criterio de análisis que con el circuito no inversor se obtiene:

$$V_o = V \left( 1 + \frac{1}{P C R} \right) = V \left( \frac{1 + P C R}{P C R} \right) \quad \text{Ec 1-17}$$

En la Ec 1-17 la tensión V se obtiene del divisor de tensión de la entrada no inversora Ec 1-18 (suponiendo que la Zmín en la entrada del AO es prácticamente infinita).



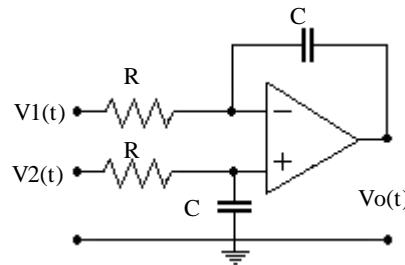
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
 FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
 DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
 ELECTRONICA APlicada II

$$V = Vi \frac{\frac{1}{P C}}{R + \frac{1}{P C R}} = Vi \frac{1}{1 + P C R} \quad \text{Ec 1-18}$$

Si se introduce la Ec1-18 en la Ec1-17 y luego se supone iguales las respectivas constantes de tiempo, se obtiene la Ec1-19 que es la función de un integrador no inversor:

$$V_o = V \left( 1 + \frac{1}{P C R} \right) = Vi \frac{1}{\cancel{1 + P C R}} \left( \frac{1 + P C R}{P C R} \right) = Vi \frac{1}{P C R} \quad \text{o sea} \Rightarrow \quad Avf = \frac{1}{P C R} \quad \text{Ec 1-19}$$

**1-11b) Integrador diferencial:** En la figura N° 13 se puede apreciar una variante del circuito integrador conocidas como **integrador diferencial**. Básicamente se trata de un amplificador restador en el cual se reemplazan dos de las resistencias por capacitores (respectivamente iguales).



Integrador diferencial  
 Figura N° 13

Si se aplica el análisis del amplificador diferencial se tiene que la componente de la tensión de salida  $V_0$  debido a  $V_2(t)$  es Ec 1-20:

$$V_{o v 2} = V_2 \frac{1}{\cancel{1 + P C R}} \left( \frac{1 + P C R}{P C R} \right) = V_2 \frac{1}{P C R} \quad \text{Ec 1-20}$$

Por otra parte la componente de  $V_0$  debido a  $V_1(t)$  será Ec 1-21:

$$V_{o v 1} = -V_1 \frac{1}{P C R} \quad \text{Ec 1-21}$$

Luego superponiendo las componentes de las Ec1-20 y la Ec1-21 se obtiene la tensión de salida que será la diferencia de las dos componentes Ec1-22, en la cual se puede notar que la salida es la integral de la diferencia de las señales de entrada

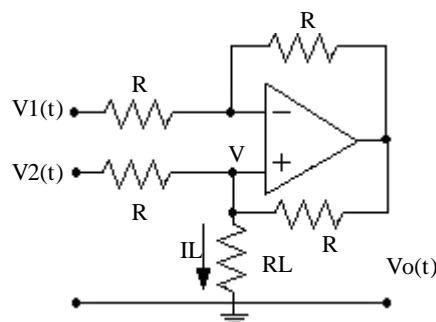
$$V_o = V_{o v 2} - V_{o v 1} = V_2 \frac{1}{P C R} - V_1 \frac{1}{P C R}$$



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
 FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
 DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
 ELECTRONICA APlicada II

$$V_o = \frac{V_2 - V_1}{P C R} \quad \text{Ec 1-22}$$

**1-11c) Integrador no inversor o diferencial con un solo capacitor:** Esta función se consigue a partir de un convertidor de tensión a corriente diferencial como el que se muestra en la figura N° 14. En este circuito la corriente que circula por la carga estará fijada por las tensiones de entrada y por algún otro elemento del circuito (R) pero no por la carga (RL). A continuación se determina la función de transferencia del convertido y luego su aplicación como integrador.



Convertidor tensión- corriente  
 Figura N° 14

El efecto sobre la tensión en V de las dos tensiones de entrada se puede obtener por superposición. Para el caso de V1(t) será el indicado por:

$$V = V_1 \frac{R}{R + R} + V_o \frac{R}{R + R} \quad \text{Despejando} \Rightarrow V_o = \left( V - V_1 \frac{1}{2} \right)_2 \quad \text{Ec 1-23}$$

Para V2(t) la tensión V será:

$$V = V_2 \frac{R RL}{R R + R RL + R RL} + V_o \frac{R RL}{R R + R RL + R RL} \quad \text{Ec 1-24}$$

Reemplazando V<sub>o</sub> en la Ec 1-24 por la expresión Ec 1-23. Se tendrá :

$$V = V_2 \frac{R RL}{R^2 + 2 R RL} + \left( V_2 - V_1 \frac{1}{2} \right) \frac{R RL}{R^2 + 2 R RL} \quad \text{Ec 1-25}$$

Si se despeja de la Ec 1-25 la tensión V sobre la RL se obtiene:

$$V = \frac{V_2 - V_1}{R} \quad \text{Ec 1-26}$$

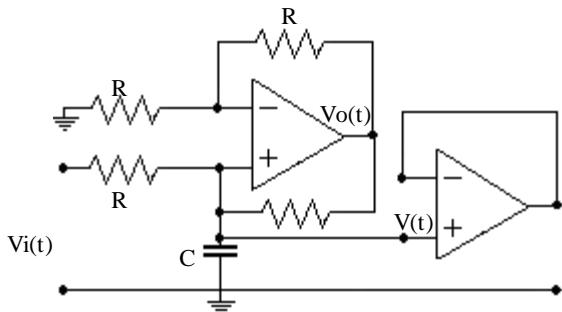
Luego la corriente por la carga IL estará determinada por la Ec 1-27, la cual indica que la corriente IL no depende de RL. Esta característica es la que define a este circuito como un convertidor tensión a corriente. Conviene aclarar que hay ciertas consideraciones prácticas que limitan o restringen el uso de este circuito, se pueden mencionar dos importantes, una es la capacidad del AO de suministrar la corriente de carga y la precisión de las resistencias.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APLICADA II

$$IL = \frac{V}{RL} \quad \text{o sea que } IL = \frac{V_2 - V_1}{RL} \Rightarrow IL = \frac{V_2 - V_1}{R} \quad \text{Ec 1-27}$$

Si se considera en la figura N°14 que  $V_1 = 0$  y se reemplaza la  $RL$  por un capacitor (Ec 1-28) la tensión sobre la carga  $V$  representará la integral de la tensión  $V_2(t)$  siendo este circuito figura N°15 un integrador no inversor. Por otra parte si hay señal en ambas entradas como en el circuito de la figura N° 16 se obtiene (Ec 1-29) la integral de la diferencia de potencial entre las entradas.

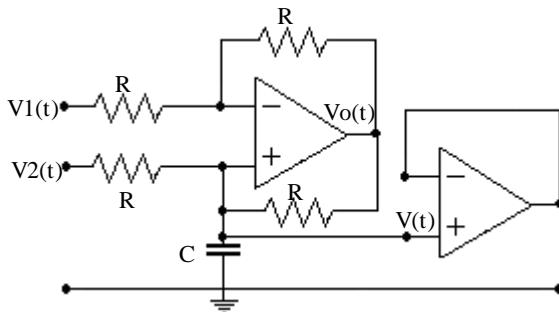


Integrador no inversor

Figura N°15

$$V = \frac{Vi}{P C R}$$

Ec 1-28



Integrador diferencial

Figura N°16

$$V = \frac{V_2 - V_1}{P C R}$$

Ec 1-29

### 1-12 Diseño y simulación de un integrador práctico.

#### Ejemplo 1-4:

Diseñar un circuito integrador inversor como el mostrado en la figura N°6 que sea capaz de integrar una onda cuadrada simétrica cuya frecuencia es de 1[KHz] y su amplitud es de  $V_{ip} = +/- 1[V]$ . Se solicita que la precisión para la frecuencia mencionada sea del 99% y que se limite el error de corriente continua offset fijando la ganancia en baja frecuencia.

a-Se desea que la onda triangular resultante tenga una amplitud pico a pico  $V_{op-p} = 1[V]$  sobre una carga  $RL$  de  $10[\Omega]$ .

b-Experimentar la respuesta del circuito diseñado en el punto a- aumentando la frecuencia de la señal de entrada a  $2000[Hz]$

Propuesta de solución

a - Si se desea que la precisión sea del 99% se debe procurar que para la frecuencia de integración se dé:

$$f_{int} = 10 f_{inf} \quad \text{o} \quad f_{inf} = \frac{f_{int}}{10} = \frac{1000 [Hz]}{10} = 100 [Hz] \quad \text{Ec 1-30}$$

A continuación se puede realizar matemáticamente la integral con el objeto de calcular la ganancia necesaria y visualizar la forma de onda en la salida.

Es conveniente realizar la grafica de la figura N°17 en la que se ve que el proceso de carga y descarga del capacitor  $V_o$  p-p se producirá durante un semiciclo de la onda cuadrada con distintas pendientes dependiendo de que semiciclo transcurre y teniendo en cuenta que se trata de un circuito inversor.

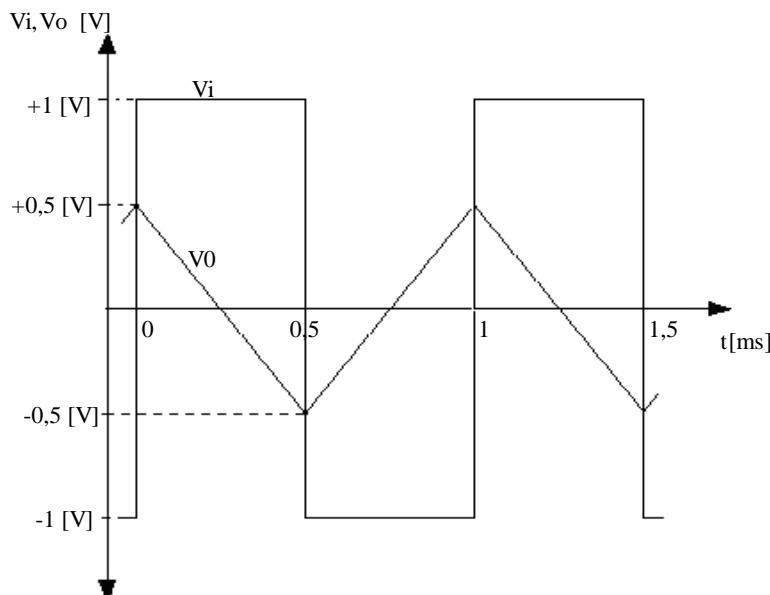


UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II

$$V_{op} - p = \frac{V_i \text{ pico}}{R1C} \int_0^{0,5 \cdot 10^{-3}} dt = V_i \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{R1C} \quad \text{Ec 1-29}$$

Para lograr una  $V_{0p-p} = 1[V]$  la ganancia Ec 1-30 deberá ser  $A_v(1000) = 1$ .

$$A_v(1000 \text{ Hz}) = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{R1C} = 1 \quad \text{de donde } R1C = 0,5 \cdot 10^{-3} \quad \text{Ec 1-30}$$



Luego si se fija  $R1=10[K\Omega]$  la capacidad será Ec 1-31.

$$C = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{R1} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{10000} = 0,05[\mu F] \quad \text{Ec 1-31}$$

Con el fin de determinar el valor de  $R2$  se debe obtener el valor de la ganancia para la frecuencia de  $100[\text{Hz}]$  con la Ec 1-32. Este cálculo se puede realizar considerando que el producto de la ordenada y la abscisa de cada punto sobre la recta es igual al producto de otro punto cualquiera de la misma recta.

Por ello se puede plantear.

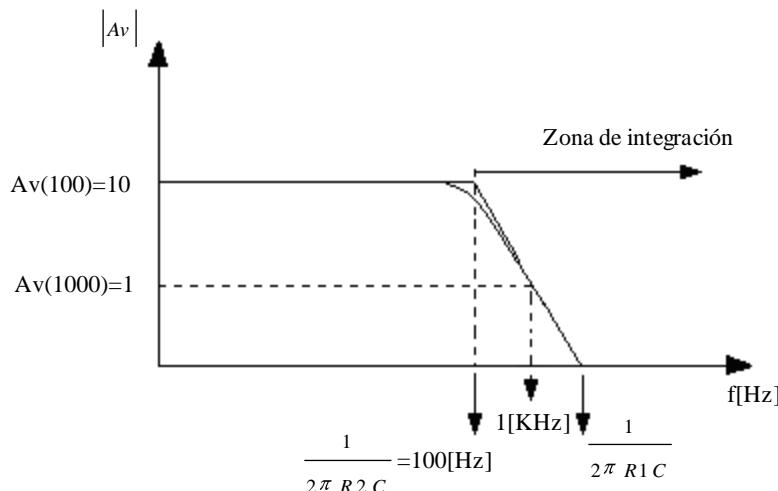
$$A_v(1000) f_{\text{int}} = A_v(100) f_{\text{inf}} \quad \text{de donde} \quad A_v(100) = \frac{A_v(1000) f_{\text{int}}}{f_{\text{inf}}} \quad \text{Ec 1-32a}$$

$$A_v(100) = \frac{1}{100} \cdot \frac{1000}{100} = 10 \quad \text{Ec 1-32b}$$

En la figura N°18 se pueden observar los puntos determinados de esta formula conocida como producto de ganancia por ancho de banda.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
 FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
 DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
 ELECTRONICA APlicada II



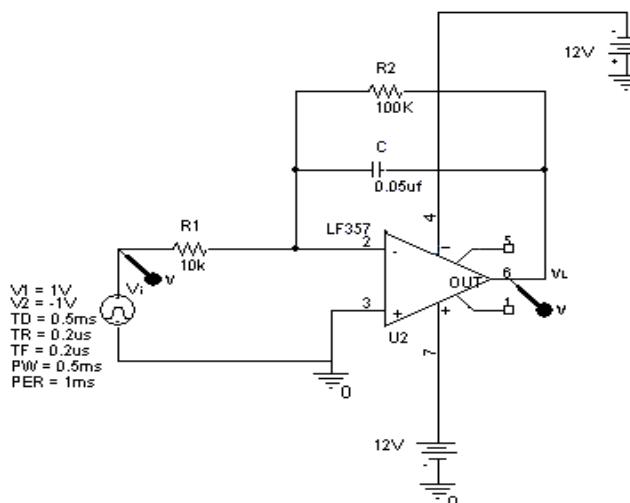
Bode con los puntos determinados  
 Figura N°18

A continuación de la Ec 1-32 se puede determinar a través  $A_v(100)$  el valor de  $R_2$  como se ve en la Ec1-33

$$A_v(100) = \frac{R_2}{R_1} = 10 \quad \text{de donde} \quad R_2 = A_v(100) R_1 = 10 \cdot 10 [K\Omega] = 100 [K\Omega] \quad \text{Ec 1-33}$$

Con estos valores calculados y utilizando un amplificador operacional de tecnología BiFet se está en condiciones de realizar la simulación del circuito. El esquemático correspondiente es el mostrado en la figura N°19.

Para la selección del amplificador operacional se pueden hacer las siguientes consideraciones: 1) del valor calculado de  $R_2$  y el suministrado de  $R_L$  se puede estimar que la máxima corriente a extraer del amplificador operacional no superara  $I_O = 0,1[\text{mA}]$ . 2) Por otra parte como no se especifica el máximo error admisible ni el máximo nivel de ruido. Con esta información se opta por un amplificador operacional de muy baja corriente de polarización el BiFet LM357 el que en general tiene buenas prestaciones para estas aplicaciones.

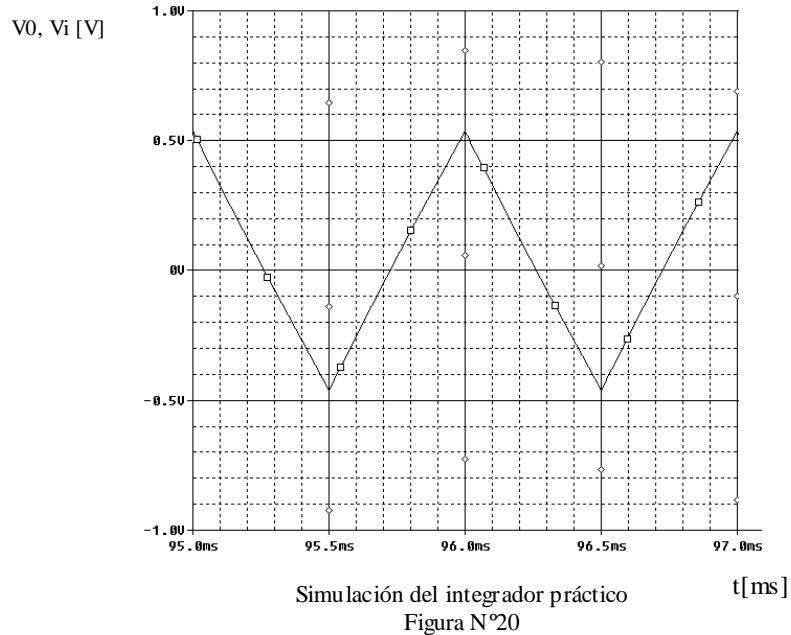


Esquemático del integrador práctico  
 Figura N°19



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II**

Tal como se puede ver en la simulación de la figura N°20 la onda de salida resulta ser de forma triangular y de la amplitud requerida en los datos del diseño.



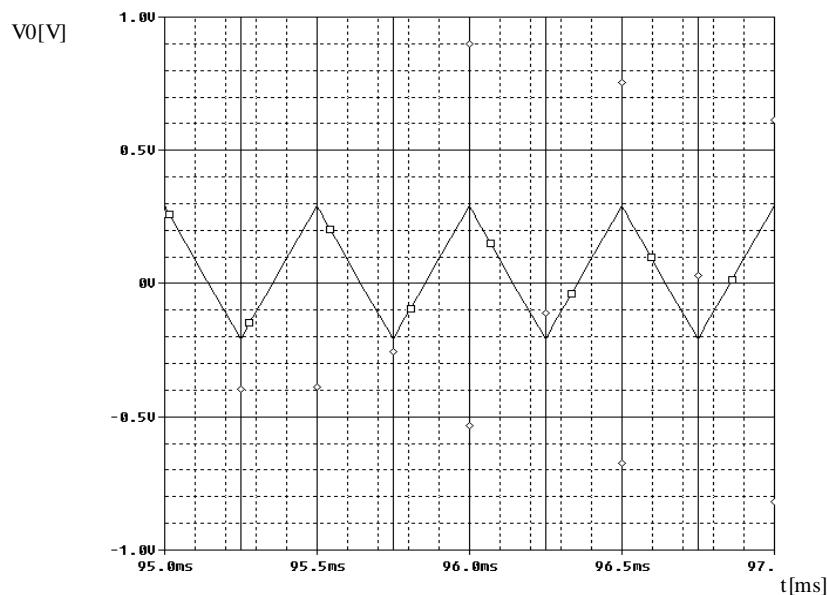
b- Si la señal de entrada mantiene sus características pero se cambia la frecuencia  $f_{int} = 2000[\text{Hz}]$ .

Como la nueva  $f_{int}$  es superior a la del punto -a- se puede suponer que por lo menos se mantendrá la precisión.  
De la Ec 1-32a.

$$Av(2000) f_{int}(2000) = Av(100) f_{inf}(100) \quad \text{de donde} \quad Av(2000) = \frac{100 \cdot 10}{2000} = 0,5 \quad \text{Ec 1-34}$$

Luego la tensión pico a pico de la señal triangular obtenida a la salida Ec 1-35 deberá ser:

$$V_{op-p} = V_{ip} Av(2000) = 1[V] \cdot 0,5 = 0,5[V] \quad \text{Ec 1-35}$$



Simulación del integrador para 2000[Hz]  
Figura N°21



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II**

Tal como se puede ver en la simulación de la figura N°21 la onda de salida resulta ser de forma triangular y de la amplitud calculada en la Ec 1-35.

**Ejemplo 1-5:**

Tomando como base el circuito diseñando en el ejemplo 1-5 demostrar que se puede llegar a obtener con cierta aproximación la onda triangular del punto -a- de ejemplo 1-5 utilizando un sumador integrador (apartado 1-10) excitado por:

- las primeras cuatro componentes de serie de Fourier de la onda de  $f=1000[\text{Hz}]$  y amplitud  $+/-1[\text{V}]$ .
- las primeras dos componentes de serie de Fourier de la onda de  $f=1000[\text{Hz}]$  y amplitud  $+/-1[\text{V}]$ .

Propuesta de solución

Como se trata de una onda cuadra será necesaria su representación por serie de Fourier Ec 1-36 a partir de la cual se podrán calcular la frecuencia y la amplitud de cada una de las componentes impares presentes en la entrada a partí de la cual integrar y obtener la onda triangular solicitada.

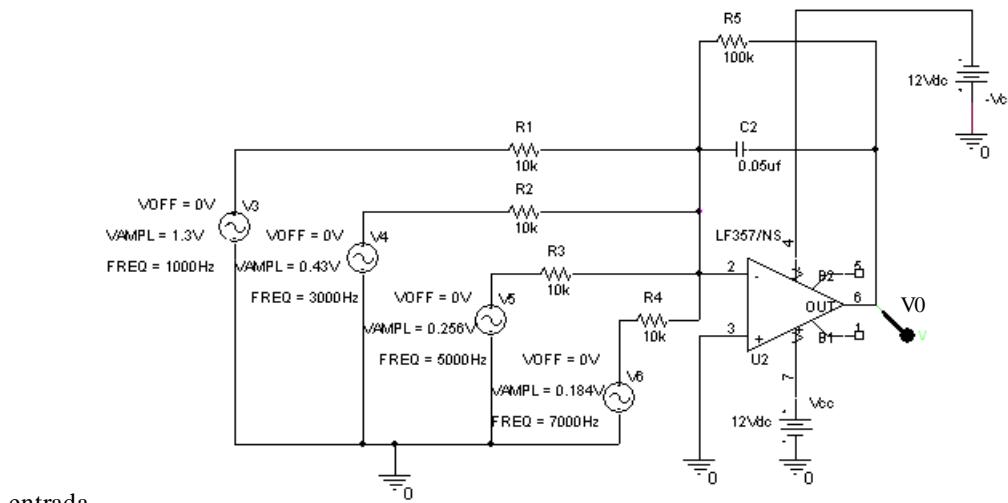
$$F(wt) = \frac{4}{\pi} \left[ \frac{\sin(wt)}{1} + \frac{\sin 3(wt)}{3} * \frac{\sin 5(wt)}{5} + \frac{\sin 7(wt)}{7} + \dots + \frac{\sin(2p+1)(wt)}{(2p+1)} \right] \text{ para } p = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Ec 1-36

Luego si la fundamental es  $V_{ip} = +/- 1[\text{V}]$  y su frecuencia fundamental es  $wt = 2\pi f = 2\pi 1000$  las magnitudes de los valores pico de las componentes serán (suponiendo los senos =1):

$$Vi(1000) = \frac{4}{\pi} \frac{1}{1} = 1,273 [\text{V}], Vi(3000) = \frac{4}{\pi} \frac{1}{3} = 0,424 [\text{V}], Vi(5000) = \frac{4}{\pi} \frac{1}{5} = 0,254 [\text{V}], Vi(7000) = \frac{4}{\pi} \frac{1}{7} = 0,182 [\text{V}]$$

Debido a que en el simulador es posible ajustar los valores a lo exigidos para cada componentes no será necesario que el sumador sea ponderado por lo tanto todas las resistencias de entrada tendrán el mismo valor que en el diseño de punto -a- del ejemplo 1-4 o sea  $10[\text{k}\Omega]$ . El circuito esquemático que se muestra en la figura N°22 representa la conformación final del integrador sumador con las cuatro componentes a la



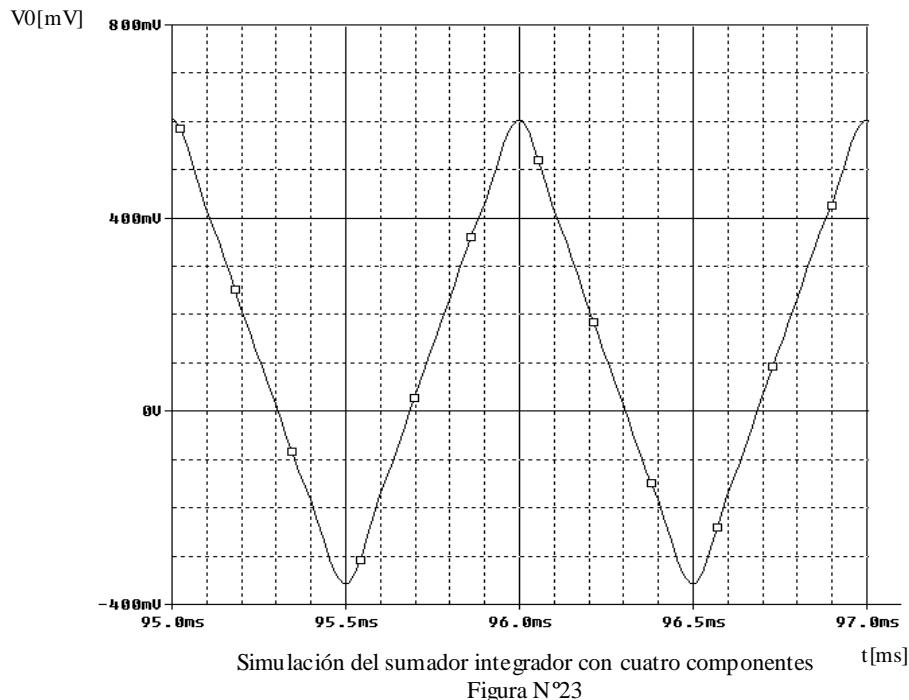
entrada.

Esquemático del sumador integrador práctico  
Figura N°22

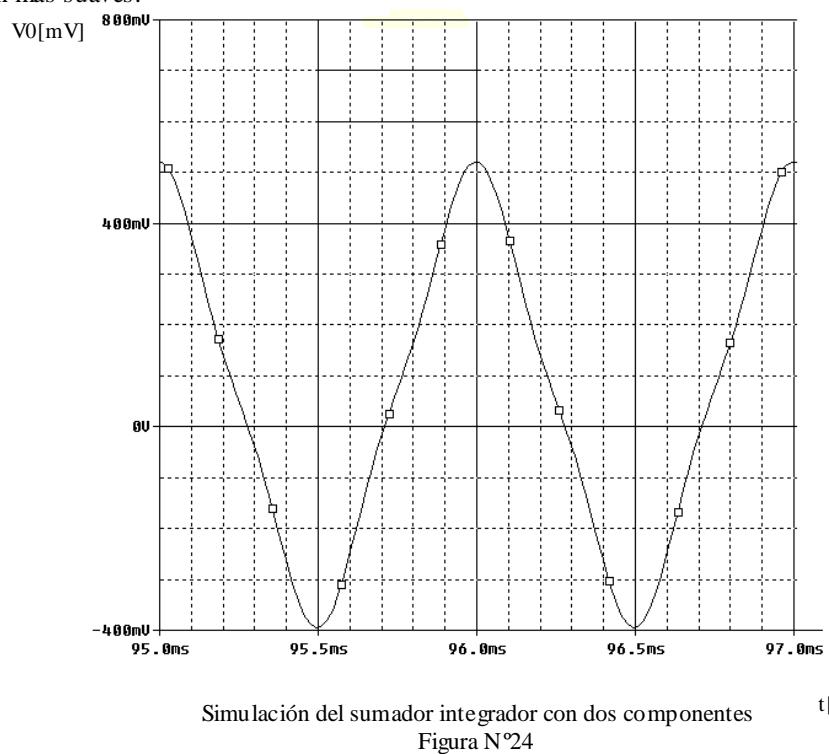
De la simulación del circuito de la figura N°22 se puede observar que la señal de salida es una triangular (figura N°23) con las puntas suavizadas debido a la falta de las armónicas de alta frecuencia.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II



Este último concepto se puede comprobar fácilmente si se pasiva en la simulación los dos generadores de componentes de alta frecuencia V5 y V6. Luego en la simulación de la figura N°24 la triangular obtenida tendrá las puntas aun mas suaves.

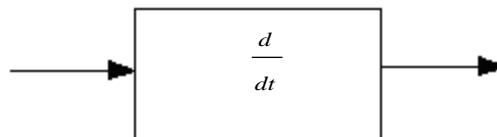




## 2- Introducción a los circuitos derivadores.

### 2-1 Definición del bloque derivador.

Como se ve en la figura Nº 25 se trata de un bloque funcional que es capaz de entregar una señal a la salida proporcional a la derivada en el tiempo de la señal de entrada.



Bloque derivador  
 Figura Nº 25

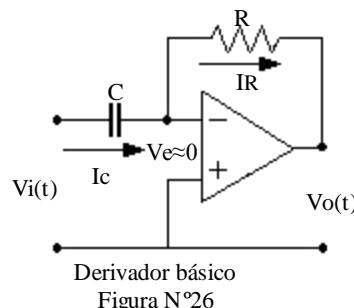
Al igual que en caso del integrador el elemento pasivo que se utiliza para la operación es el capacitor debido a las características de calidad ya mencionadas que lo hacen superior al inductor.

También como en el caso anterior la configuración más usada para esta operación es la inversora (por la ventaja de la masa virtual).

Por realizar la operación de derivada este circuito tiende a ser sensible a las transiciones rápidas de la señal de entrada, lo que significa que es muy sensible al ruido.

### 2-2 El derivador básico.

En la figura Nº 26 se puede apreciar el circuito básico de un derivador inversor.



Derivador básico  
 Figura Nº 26

Su función de trasferencia se puede determinar en forma sencilla si se supone que el A.O es ideal y se aplica ley de Kirchoff Ec 2-1 en el nudo de entrada:

$$I_c + IR = 0 \quad \text{Ec 2-1}$$

La ecuación diferencial de la corriente será:

$$C \frac{dVi}{dt} + \frac{vo(t)}{R} = 0 \quad \text{Ec 2-2}$$

Despejando  $vo(t)$  se obtiene:

$$vo(t) = -RC \frac{dVi}{dt} \quad \text{Ec 2-3}$$



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II**

Otra forma de llegar a esto es plantear la función de transferencia por Laplace Ec 2-4 de un amplificador inversor.

$$\left| Avf \right| = \frac{R}{\left| X_C \right|} = \frac{R}{\left| \frac{1}{P R C} \right|} = \left| P R C \right| = W R C \quad \text{Ec 2-4}$$

### 2-3 Ejemplos básicos

#### Ejemplo 2-1.

Si se tiene a la entrada una señal del tipo senoidal Ec 2-5.

$$v_i(t) = V_i \operatorname{sen} \omega t \quad \text{Ec 2-5}$$

Su resultado será Ec2-6.

$$v_o(t) = -RC \frac{dV_i \operatorname{sen} \omega t}{dt} \quad \text{Ec 2-6}$$

O sea.

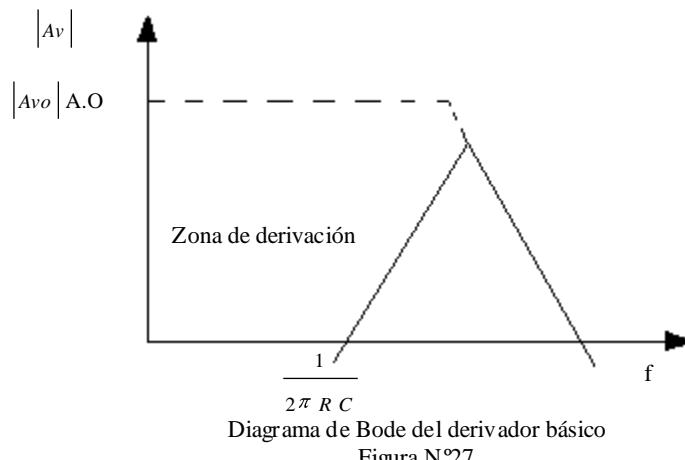
$$v_o(t) = -WR C V_i \cos \omega t \quad \text{Ec 2-7}$$

Se puede notar un dependencia directo de la ganancia con la frecuencia. A medida que aumenta la frecuencia la ganancia aumenta.

Una de las aplicaciones mas frecuentes se da en control de procesos por ejemplo para el caso en que dada una distancia se debe calcular la velocidad o bien dada una aceleración se desea obtener la velocidad (entre otras aplicaciones).

### 2-4 Representación de Bode de derivador básico.

En la gráfica de Bode de la figura N°27 se puede observar con mas claridad la dependencia directa de la ganancia con la frecuencia.





**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II**

De la gráfica de Bode se deduce que para baja frecuencia la ganancia es muy baja o cero por lo que en primera instancia el efecto de las señales de error IB y Vos será menos perjudicial que en el caso del circuito integrador. Otra observación importante en la gráfica de la figura N°27 es que la frecuencia mínima de entrada no tendría límite inferior salvo el nivel del ruido respecto a la señal.

También en la gráfica de Bode de la figura N°27 se ve que para alta frecuencia la ganancia aumenta hasta quedar limitada por la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional. Esto significa un potencial problema de sensibilidad a los ruidos de alta frecuencia y posible comportamiento inestable del circuito.

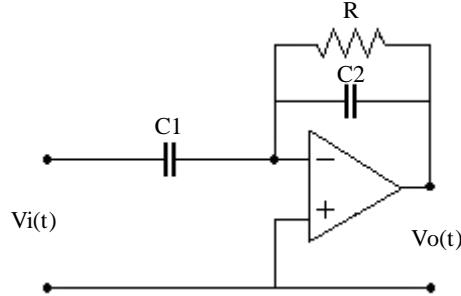
### 2-5 El derivador práctico.

Como se estableció en el apartado anterior, la gran sensibilidad del circuito derivador a las altas frecuencias puede producir dos problemas que lo pueden tornar poco práctico.

1-Inestabilidad en alta frecuencia pudiendo producirse oscilaciones o saturación a la salida (se estudiarán más adelante).

2- Altos niveles de ruido. Como se sabe el ruido puede ocupar cualquier parte del espectro de frecuencias y en general lo hace en forma homogénea, por esta razón y debido a la extensión del ancho de banda y alta ganancia en alta frecuencia es muy frecuente observar un alto grado de ruido en los circuitos derivadores básicos. Este problema se puede subsanar en parte fijando la frecuencia máxima de derivación y a la vez manteniendo constante la ganancia para alta frecuencia.

En la figura N° 28 se puede observar un circuito práctico en el cual para lograr el efecto descrito se ha colocado un capacitor en paralelo con R.



Circuito mejorado en el nivel de ruido

Figura N°28

La función de transferencia se puede obtener aplicando el mismo concepto del análisis del amplificador inversor Ec 2-8:

$$Avf = - \frac{Z_2}{Z_1} \quad \text{Ec 2-8}$$

Donde

$$Z_2 = \frac{R \frac{1}{PC_2}}{R + \frac{1}{PC_2}} \quad \text{Ec 2-9} \qquad \text{y} \qquad Z_1 = \frac{1}{PC_1} \quad \text{Ec 2-10}$$

Introduciendo la Ec 2-9 y la Ec 2-10 en la Ec 2-8 se llega a la Ec 2-11, que es la función práctica.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
 FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
 DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
 ELECTRONICA APlicada II

$$Avf = - \frac{\frac{1}{R \frac{1}{PC 2}}}{\frac{1}{R + \frac{1}{PC 2}}} = \frac{\frac{R}{1 + PRC 2}}{\frac{1}{PRC 1}}$$

Luego la función de transferencia será:

$$Avf = - \frac{PRC 1}{1 + PRC 2} \quad \text{Ec 2-11}$$

Tiene un cero en el origen y un polo en  $1/RC_2$  y la constante de la ganancia Ec 2-11a para  $P \rightarrow \infty$  será:

$$Avf = \frac{C_1}{C_2} \quad \text{Ec 2-11a}$$

### 2-6 Grafica de Bode del derivador con ganancia reducida.

En la figura N°29 se puede ver la grafica del modulo de la ganancia en función de la frecuencia. La frecuencia máxima de derivación será  $f_{máxima} = 1/2\pi R C_2$ . Para esta frecuencia como en el caso del integrador la precisión es del 50%

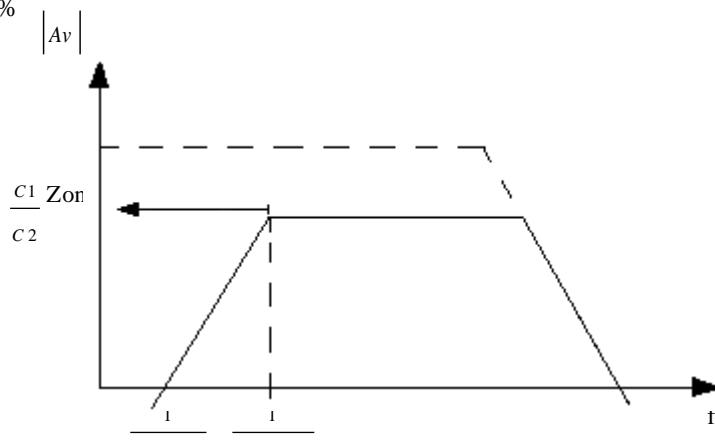


Diagrama de Bode del circuito mejorado

Figura N°29

Si se desea mejorar la precisión se deberá seleccionar la constante de tiempo  $RC_1$  de modo que la frecuencia a derivar esté una década por debajo del polo  $RC_2$  o sea que lo adecuado es trabajar con una frecuencia de derivación del orden de 0,1 de la frecuencia del polo de modo que se garantice que la precisión sea del orden 99%.

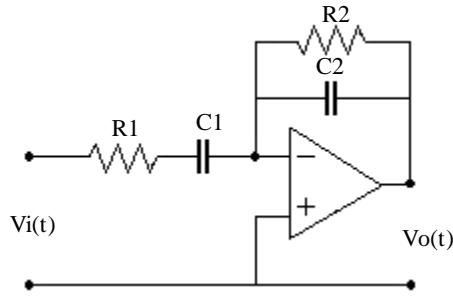
Basándonos en lo antes dicho, si bien es un circuito práctico, en este derivador se pierden componentes de alta frecuencia de la señal de entrada por estar limitada la zona de derivación para altas frecuencias. Por esta razón se ala hora del diseño se debe tener en cuenta este problema.



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
 FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
 DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
 ELECTRONICA APlicada II

**2-7 Fijación de la Impedancia de entrada.**

Un problema adicional es la impedancia de entrada del circuito. Esta puede llegar a ser cero (o sea un cortocircuito para las frecuencias en que la reactancia de la capacidad  $C_1$  sea muy pequeña. Por esta razón se coloca en la figura N° 30 la resistencia  $R_1$  la cual determinara la impedancia de entrada del circuito para la frecuencia en la que la reactancia de  $C_1$  sea despreciable.



Circuito con impedancia de entrada fijada  
 Figura N°30

Luego la función de transferencia estará dada por la Ec2-12 y queda:

$$Avf = \frac{Z_2}{Z_1} = - \frac{\frac{R_2}{PC_2}}{\frac{R_2 + \frac{1}{PC_2}}{R_1 + \frac{1}{PC_1}}} \quad \text{Luego} \quad Avf = - \frac{\frac{R_2}{PC_2}}{\frac{\frac{1}{(1 + PR_2 C_2)}}{\frac{1}{(1 + PR_1 C_1)}}}$$

$$Avf = - \frac{PR_2 C_1}{PR_2 C_2 + PR_1 C_1} \quad \text{Ec 2-12a}$$

En la ecuación final se puede apreciar que por la presencia de la resistencia  $R_1$  aparece un polo adicional a una frecuencia  $= 1/ 2\pi R_2 C_1$ . Para la zona de derivación Ec2-12b donde  $PR_2 C_2 \ll PR_1 C_1 \ll 1$ , se tiene:

$$Avf = - PR_2 C_1 \quad \text{Ec 2-12b}$$

Luego para determinar la ganancia a frecuencias centrales se debe suponer que:

$$PR_2 C_2 \ll PR_1 C_1$$

Luego la ganancia por encima de la máxima frecuencia de integración será la indicada en la Ec2-13

$$Avf = - \frac{R_2}{R_1} \quad \text{Ec 2-13}$$



### 2-8 Grafica de Bode con Zi fijada por R1.

La gráfica del módulo de Bode de esta función de transferencia se puede visualizar en la figura N° 31. Cabe aclarar que es posible invertir la posición de los polos si se considera favorable para el diseño.

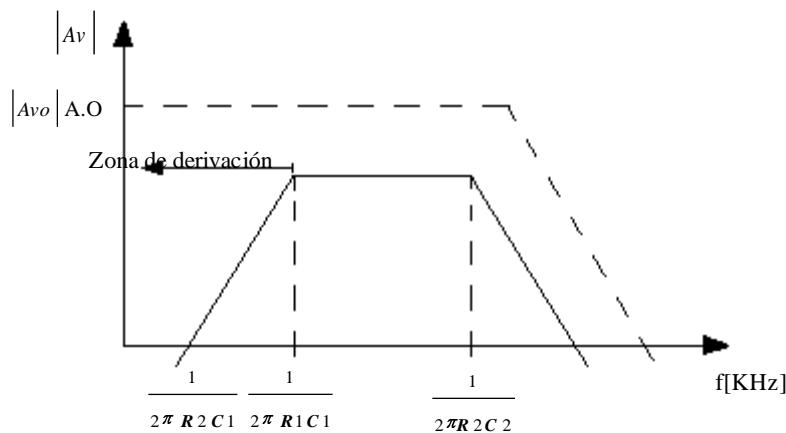


Diagrama de Bode con la impedancia de entrada fija  
 Figura N°31

### 2-9 Diseño y simulación de un derivador práctico.

#### Ejemplo 2-1:

a-Diseñar un circuito derivador inversor como el mostrado en la figura N°30 que sea capaz de derivar una onda senoidal Ec2-14 cuya frecuencia es de  $f = 3[\text{KHz}]$  y su amplitud pico es de  $V_{ip} = 2[\text{V}]$ .

$$V_i = V_{ip} \cdot \sin \omega t = 2 \cdot \sin 2\pi 3000 t \quad \text{Ec 2-14}$$

Se solicita que la precisión para la frecuencia mencionada sea del 99% y que la impedancia de entrada para alta frecuencia sea de  $10[\Omega]$ . La amplitud pico de la cosenoidal obtenida deberá ser de  $V_{ip} = 5[\text{V}]$ .

b-Experimentar mediante el simulador la respuesta del circuito diseñado en el punto a- aumentando la frecuencia de la señal de entrada a  $5000[\text{Hz}]$  y  $40[\text{KHz}]$ .

c-Obtener mediante el simulador el diagrama de Bode del circuito diseñado.

Propuesta de solución:

a- Diseño: de la EC2-12b se puede escribir

$$A_v f = \frac{V_o(t)}{V_i(t)} = -P R_2 C_1 \quad \text{Ec 2-15}$$

Luego la solución de la derivada será.

$$V_o(t) = -R_2 C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = -R_2 C_1 \frac{d}{dt} \frac{d}{dt} \frac{V_{ip} \cdot \sin \omega t}{dt}$$



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II

$$V_o(t) = -R2C1V_{ip} \omega \cos \omega t$$

Ec 2-16

Reemplazando numéricamente en la Ec 2-16 se tendrá para el valor pico en la salida.

$$V_{op} = 5[V] = -R2C1\omega 2[V] \quad \text{de donde } R2C1\omega = 2,5$$

Ec 2-17

Como se trata con derivadas la respuesta del circuito deberá caracterizarse por su alta velocidad a la salida por lo que se deberá tener en cuenta que el parámetro slew rate del amplificador operacional debe ser elevado comparado con la velocidad de transición de la señal de entrada. De la hoja de datos del LF357 se puede ver que su slew rate es de  $20[V/\mu s]$  lo que es superior a la velocidad de la señal a tratar por lo cual el operacional es aceptable. Como se puede observar el resto de los parámetros del operacional vistos en el ejemplo 1-4 son también apropiados para esta aplicación.

Para asegurar que la precisión del derivador sea del 99% la máxima frecuencia a derivar debe ser la de la Ec 2-18.

$$f_{deriv} = \frac{f_{max}}{10} \quad o \quad f_{max} = f_{deriv} \times 10 = 3[KHz] \times 10 = 30[KHz]$$

Como se plantea que la frecuencia máxima está definida por el polo R1 C1 visto en la Ec 2-12a.

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi R1 C1} = 30[KHz]$$

Ec 2-18

Luego, como la impedancia de entrada es fijada por R1 y la misma es un dato de diseño, a través de la Ec 2-19 se puede calcular el valor de C1.

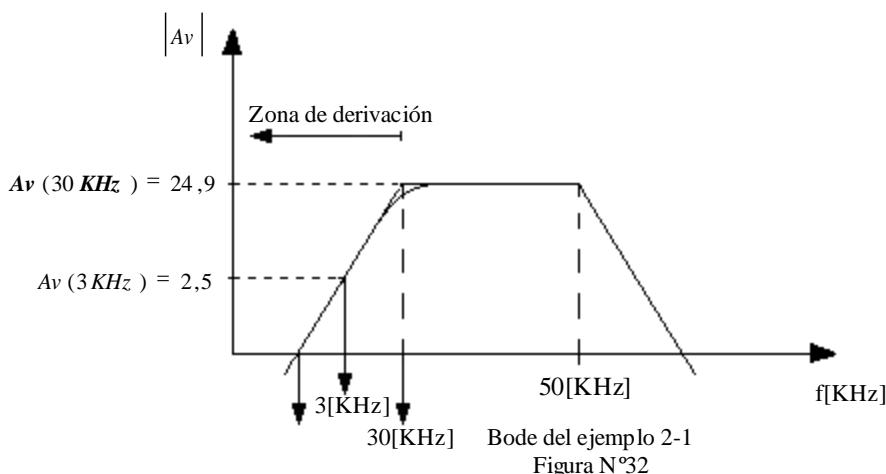
$$C1 = \frac{1}{2\pi R1 f_{max}} = \frac{1}{2\pi 10000 \cdot 30000} = 0,53[nF] \text{ valor comercial } 0,56[nF]$$

Ec 2-19

Luego de la Ec 2-17 se puede calcular el valor de R2. Como se ve en la Ec 2-20

$$R2 = 2,5 \frac{2,5}{2\pi 3000 C1} = \frac{2,5}{2\pi 3000 \cdot 0,53 \cdot 10^{-9}} = 250243 [\Omega] \text{ valor comercial } 249[K\Omega]$$

Ec 2-20



Luego con los valores comerciales la ganancia a la frecuencia de  $3$  [KHz] será.

Ec 2-21



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
 FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
 DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
 ELECTRONICA APlicada II

$$R2C1w = 249000 \cdot 0,5610^{-9} \cdot 2\pi 3000 = 2,64$$

Esto se podrá corregir ajustando por ejemplo el valor de R2.

Finalmente con el objetivo de eliminar ruidos en la parte alta del espectro se establece que la frecuencia de corte superior del circuito se fija en 50[KHz]. De esta suposición y haciendo uso de la Ec 2-22 se puede calcular el valor del capacitor C2.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R2C2} = 50 [KHz] \quad \text{Ec 2-22}$$

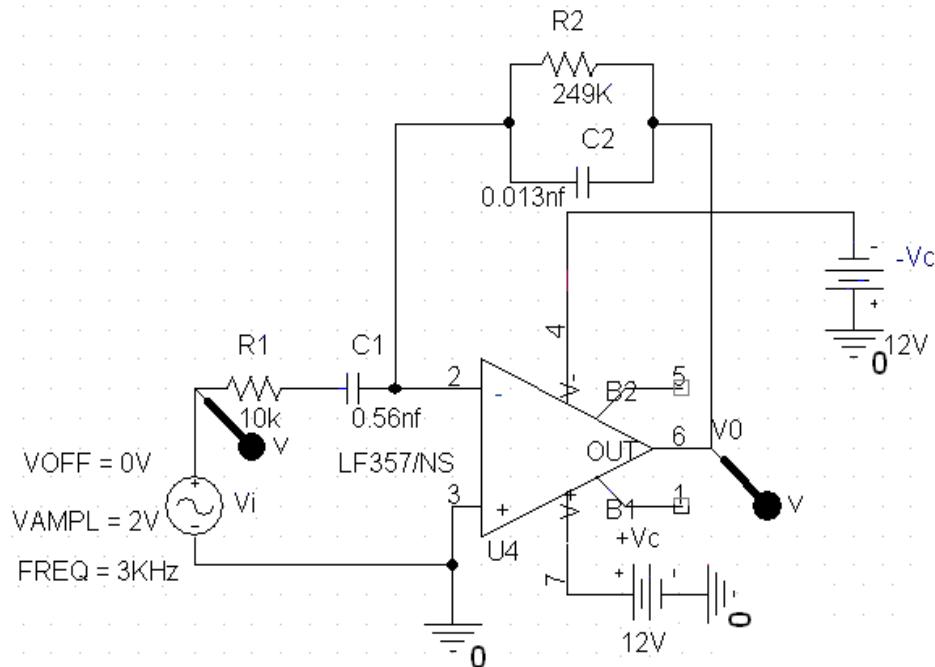
De donde C2 será.

$$C2 = \frac{1}{2\pi R2 f_c} = \frac{1}{2\pi (250243) \cdot 5 \cdot 10^4} = 0,0127 [nf] \text{ valor comercial } 0,013 [nf] \quad \text{Ec 2-23}$$

De la Ec 2-13 la ganancia a frecuencias medias  $A_v(30\text{KHz})$  será Ec2-24

$$A_v (30 \text{ KHz}) = \frac{R2}{R1} = \frac{249}{10} = 24,9 \quad \text{Ec 2-24}$$

En la figura N°33 se presenta el circuito esquemático definitivo para la simulación.



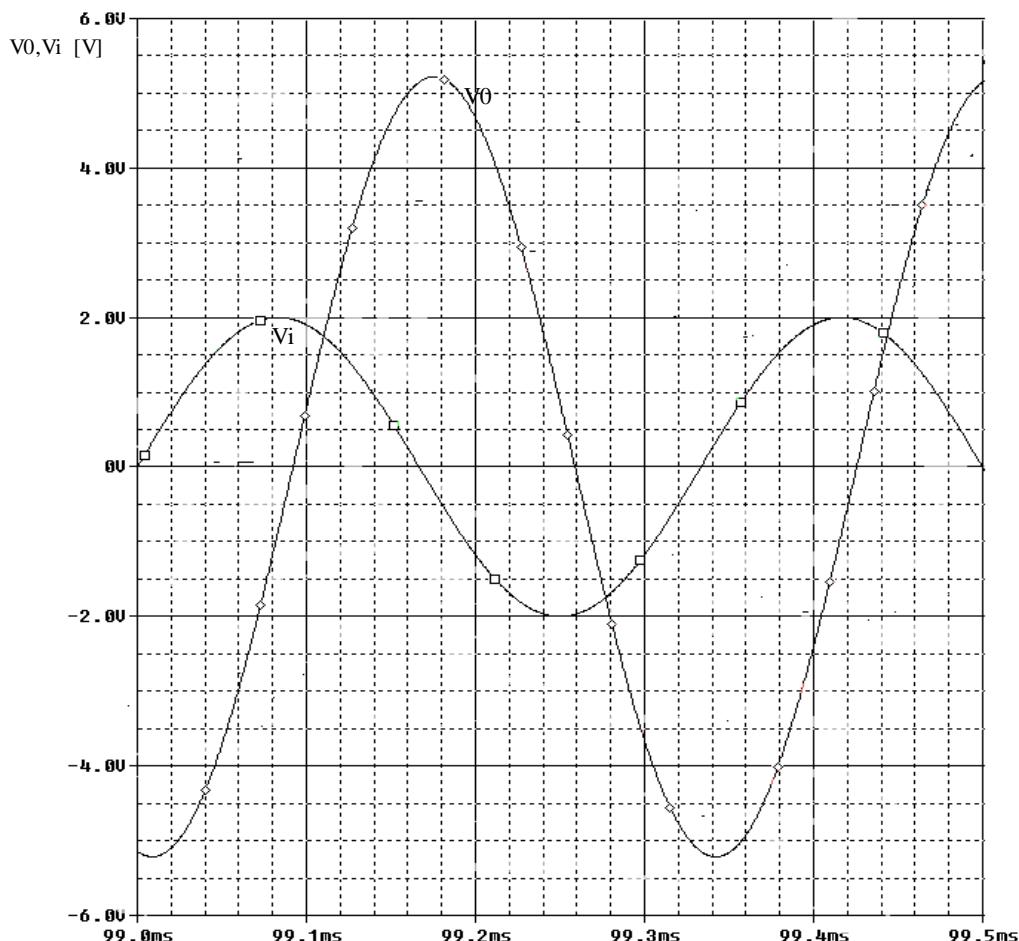
Esquemático a simular  
 (drerivador1)  
 Figura N°33



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II**

En la figura N°34 se observa la captura de la pantalla del simulador en la que se representan las tensiones de entrada  $V_i$  y salida  $V_0$ . Se puede notar que si bien la derivada del seno es  $w \cos \omega t$  la fase cambia debido a la inversión de la configuración de amplificador operacional.

La ganancia de tensión determinada con los valores comerciales coincide con buena aproximación con el valor predeterminado  $A_v(3[\text{KHz}]) = 2,63$ .



Captura de pantalla para 3000Hz.

Figura N°34

t[ms]

b- Respuesta para un frecuencia de entrada de 5000[Hz] y de 40[KHz].

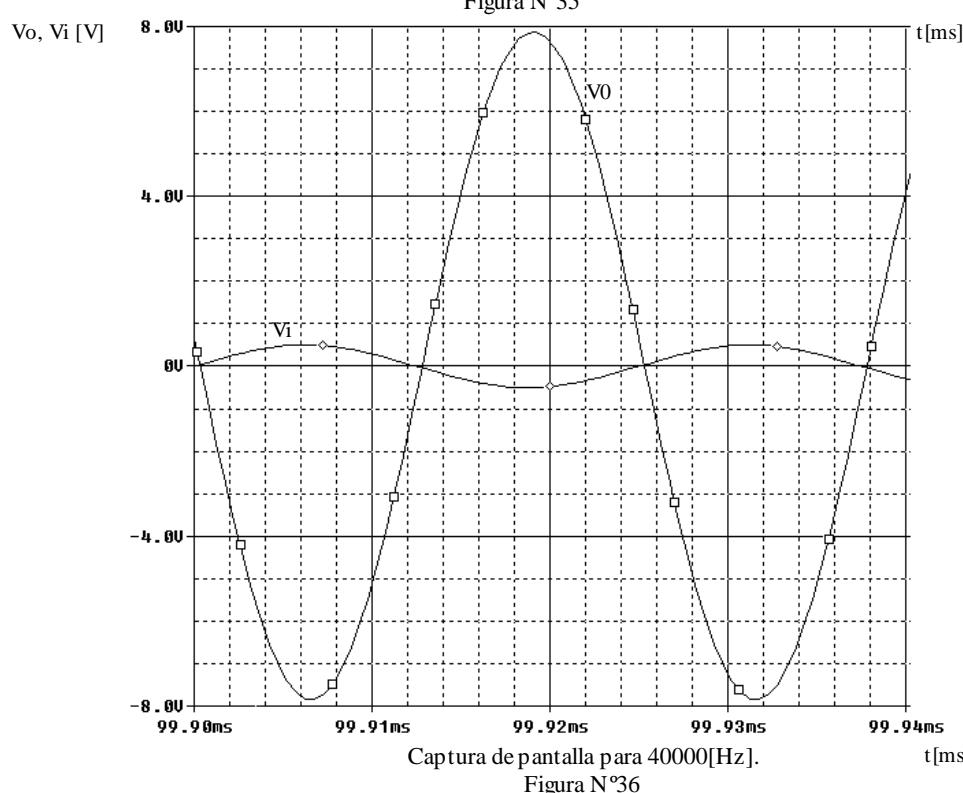
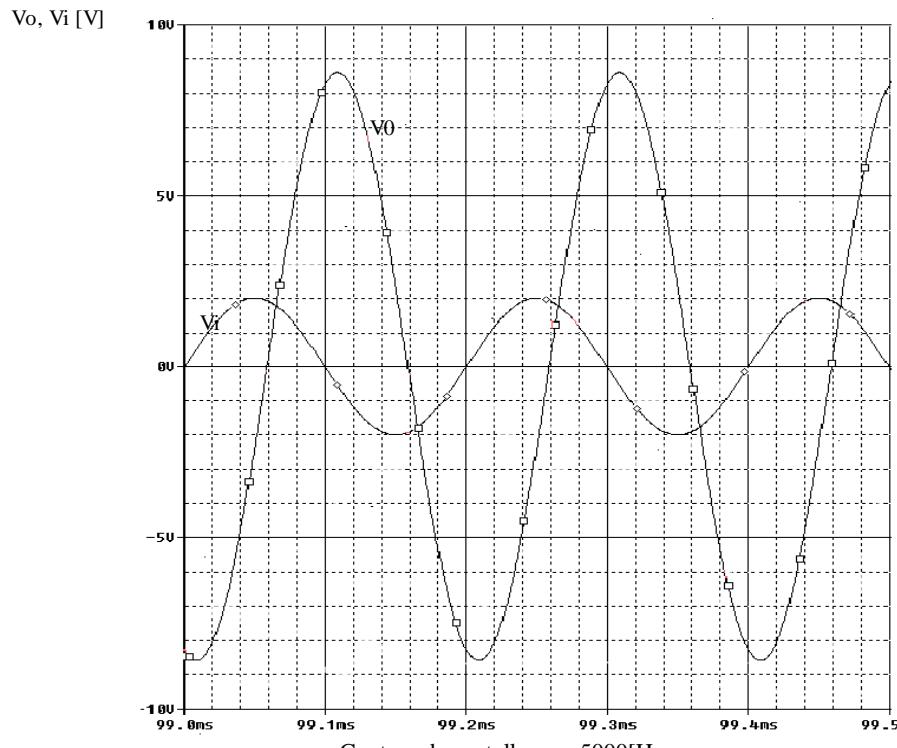
Como la máxima frecuencia de derivación es de 30[KHz] la señal senoidal de 5000[Hz] será derivada, por lo cual su ganancia se calcula mediante la Ec 2- 17.

$$R_{2C1} w = 249000 \cdot 0,5610^{-9} \cdot 2\pi \cdot 5000 = 4,38 \quad \text{Ec 2-25}$$

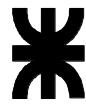
Si luego se simula, se puede comprobar en la figura N°35 que efectivamente está derivando y que se verifica la ganancia calculada (la simulada es de  $A_v(5000) = 4,295$ ).



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II



Para el caso en el que la frecuencia de la señal senoidal de entrada  $V_i$  es de 40000[Hz] se debería esperar que no se derive y que la ganancia del circuito sea de 24,9.

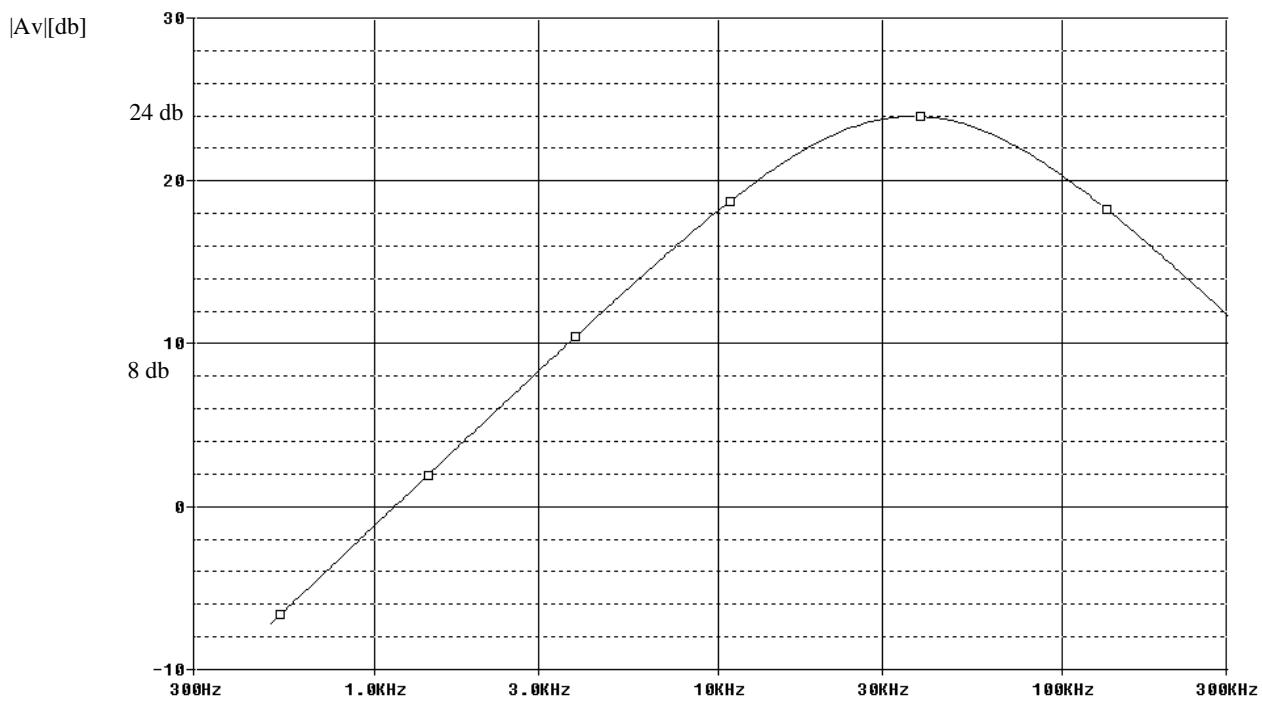


**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APlicada II**

Como se puede apreciar cuando se simula en la figura N°36 si bien el circuito no deriva la diferencia respecto al cálculo de la ganancia resulta ser sensiblemente menor dado que la medición arroja un valor de  $A_v(40000\text{Hz}) = 16$ . Esta cuestión será aclarada en el siguiente punto mediante el trazado de la grafica de Bode.

c-Obtención del diagrama de Bode del circuito diseñado.

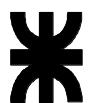
Si se reemplaza en el esquemático de la figura N°33 el generador  $V_i$  de frecuencia única por un generador barredor de frecuencia y además se reformulan las condiciones iniciales, se puede obtener la grafica de Bode de la figura N°37. En la misma se muestra la variación del modulo de la función de transferencia en función de la frecuencia.



Captura de pantalla de Bode.  
Figura N°37

f[KHz]

En la figura N°28 se puede verificar que la ganancia para  $V_i(3000\text{Hz})$  es la prevista de  $8,35[\text{db}] \approx 2,61$ , para  $V_i(5000\text{Hz})$  la ganancia calculada también se verifica o sea  $12,65[\text{db}] \approx 4,29$ , y mientras que para  $V_i(40000\text{Hz})$  también se verifica que la ganancia es de  $24[\text{db}] \approx 16$  la cual no coincide como antes se vió con el valor calculado. Este problema se explica por la proximidad de los polos conformados por  $R1C1$  y  $R2C2$  lo cual provoca que se interfieran entre ellos y la grafica de Bode se deforme en la zona de las frecuencias medias, razón por la cual no se alcance la ganancia calculada según la grafica de Bode linealizada (asintótica) de la figura N°32 que se utilizó en el diseño original. De todos modos este problema casi no interfiere con la zona de derivación del circuito salvo en la zona próxima a la frecuencia de  $30000[\text{Hz}]$ . Si se desea corregir esto bastaría con elegir una frecuencia de corte superior para el circuito bastante más grande (por ejemplo 700[KHz]).



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA  
DEPARTAMENTO ING. ELECTRONICA  
ELECTRONICA APPLICADA II

REFERENCIAS BIBLIOGRAFÍAS

- Malvino A y Bates D, Principios de Electrónica, Ed. Mc.Graw Hill, 2007
- Fiore J, Amplificadores Operacionales Y Circuitos Integrados Lineales, Ed.Thomson, 2002
- Rashid M, Circuitos Microelectrónicos análisis y diseño, Ed.International Thomson Editores, 2000
- Marchais J, El amplificador Operacional y sus Aplicaciones, Ed.Marcombo, 1974
- Piskunov N, Calculo Diferencia e Integral, Ed. Montaner y Simon, 1973
- Stata R, Operational Integrators, Ed. Analog Devices, 1967

# Amplificadores de Potencia, Conceptos básicos

J. I. Huircan

**Abstract**—Los amplificadores de potencia son convertidores que transforman la energía de la fuente en señal de potencia de salida. Estos pueden ser tipo clase A, AB, B y C. Los cuales tienen distintos parámetros de eficiencia y uso.

**Index Terms**—Power Amplifier.

## I. INTRODUCTION

Un amplificador de potencia convierte la potencia de una fuente de corriente continua (Polarización  $V_{CC}$  de un circuito con transistores), usando el control de una señal de entrada, a potencia de salida en forma de señal. Si sobre la carga se desarrolla una gran cantidad de potencia, el dispositivo deberá manejar una gran excursión en voltaje y corriente.

Los puntos de operación deben estar en un área permitida de voltaje y corriente que asegure la máxima disipación, (SOA, Safe Operating Area). Se deben considerar los voltajes de ruptura y efectos térmicos permitidos en los dispositivos de estado sólido, considerar las características no lineales en el funcionamiento y usar los parámetros para gran señal del dispositivo.

La curva muestra las características de emisor y colector de un transistor,

## II. CLASIFICACIÓN DE LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Existen cuatro clasificaciones básicas de amplificadores de potencia: A, AB, B y C. En clase A, el amplificador está polarizado de tal forma que la corriente por el colector fluye durante el ciclo completo de la señal de entrada. Para clase AB, la polarización del amplificador es de tal forma que la corriente de colector solamente fluye para un lapso menor a los  $360^\circ$  y mayor a los  $180^\circ$  de la onda correspondiente. Para el funcionamiento en clase B, la corriente  $I_C$  fluirá solo durante  $180^\circ$  de la onda de entrada. Finalmente, para funcionamiento en clase C, el dispositivo conducirá durante un periodo inferior a los  $180^\circ$  correspondiente a la onda de entrada. La Fig. , muestra el comportamiento de los distintas clases.

Los amplificadores tipo AB y B usan configuraciones transistorizadas llamadas push-pull.

Cada uno de estos amplificadores posee características de eficiencia y distorsión distintos, por lo cual, sus aplicaciones serán a distintas áreas.

## III. RELACIONES BÁSICAS EN LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Para analizar los amplificadores de potencia se requiere de ciertas cantidades y relaciones. Como el amplificador de potencia convierte la potencia de cc de la fuente de

alimentación en una señal de potencia en la carga, la eficiencia de este proceso está dada por

$$\eta = \frac{P_{L(AC)}}{P_{CC}} \quad (1)$$

Donde  $\eta$  es la eficiencia ,  $P_{L(AC)}$ , es la potencia media de señal en la carga y  $P_{CC}$ , la potencia media de salida en la fuente de alimentación.

El peak instantáneo y la potencia media disipada en el dispositivo de amplificación, considerando un transistor bipolar como dispositivo de potencia, se tiene

$$P_{CE} = P_{CC} - P_L \quad (2)$$

Donde  $P_{CE}$  es la disipación media de colector,  $P_L$  es la potencia total, es decir, potencia cc más potencia ca en la carga.

Para la evaluación de las distintas cantidades de potencia, se usa la relación básica dada por (3), donde  $p$  es la potencia instantánea,  $v$  e  $i$  son el voltaje y la corriente instantáneos.

$$p = vi \quad (3)$$

Si se considera que  $v$  e  $i$  son formas de onda periódica, con componente media (cc), la cual puede ser cero y una componente de ca, no necesariamente sinusoidal, así se tendrá

$$v = V_{dc} + v_{ac} \quad (4)$$

$$i = I_{dc} + i_{ac} \quad (5)$$

Tomando el periodo completo de la onda, se tiene que

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p \cdot d\omega t = V_{dc}I_{dc} + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{ac}i_{ac}d\omega t \quad (6)$$

$$P_{dc} \qquad P_{ac}$$

Donde,  $P_{dc}$  es la contribución de la componente continua y  $P_{ac}$  es la contribución de la componente alterna a la potencia media. Si las componentes de ca son tipo sinusoidal, se tiene

$$v_{ac} = V_m \cos \omega t \quad (7)$$

$$i_{ac} = I_m \cos \omega t \quad (8)$$

Reemplazando en la ecuación (6), se tiene

$$\begin{aligned}
P &= V_{dc}I_{dc} + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [(V_m \cos \omega t)(I_m \cos \omega t)] d\omega t \\
&= V_{dc}I_{dc} + \frac{V_m I_m}{2\pi} \int_0^{2\pi} [\cos^2 \omega t] d\omega t \\
&= V_{dc}I_{dc} + \frac{V_m I_m}{2\pi} \pi = V_{dc}I_{dc} + \frac{V_m I_m}{2}
\end{aligned} \tag{9}$$

Como  $2 = \sqrt{2}\sqrt{2}$ , entonces

$$\begin{aligned}
P &= V_{dc}I_{dc} + \frac{V_m I_m}{\sqrt{2}\sqrt{2}} \\
&= V_{dc}I_{dc} + V_{rms}I_{rms}
\end{aligned} \tag{10}$$

Cuando la señal de corriente tiene componente continua el valor rms de la forma de onda está dado por

$$I_{rms} = \sqrt{I_{DC}^2 + I_{1_{rms}}^2 + I_{2_{rms}}^2 + \dots + I_{n_{rms}}^2} \tag{11}$$

Donde  $I_{DC}$ , es la componente continua de la señal,  $I_{1_{rms}}$  es el primer armónico de la señal,  $I_{n_{rms}}$  es el  $n$ -ésimo armónico de la señal.

#### IV. EL AMPLIFICADOR CLASE A

En operación clase A, el amplificador reproduce toda la señal de entrada, la corriente de colector es distinta de cero todo el tiempo, lo cual se considera muy ineficiente, ya que para señal cero en la entrada, se tiene un  $I_{CQ} > 0$ , luego el transistor disipa potencia.

##### A. Amplificador Emisor común

Sea la configuración de emisor común de la Fig. 1, la cual funciona en clase A. Por simplicidad se hace la resistencia de emisor  $R_E = 0$ . El primer paso será seleccionar  $R_L$  para máxima potencia de salida.

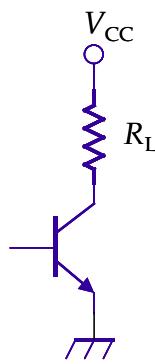


Fig. 1. Seguidor de emisor.

En la Fig. 2, se muestra las rectas de carga para dos puntos  $Q$  del amplificador, las cuales se intersectan con la curva  $P_{CE}$ . Se observa que  $I_{C2}$  será la máxima corriente permitida para  $i_C$  y  $V_{CE1}$  será el máximo voltaje permitido

para  $v_{CE}$ , para el transistor en cuestión. El óptimo elegido será el punto de reposo  $Q_1$ , debido a que  $I_{C1} < I_{C2}$ , lo cual implica una disminución en la corriente de colector, lo que trae consigo una disminución en la distorsión y una menor corriente de base requerida para obtener  $I_{C1}$ .

Para que la realización sea factible,  $V_{CE1}$  debe ser menor que  $V_{CEO}$ , así se tomará que  $V_{CE1} = V_{CC}$ . Lo cual puede no ser necesariamente efectivo para otras configuraciones en clase A.

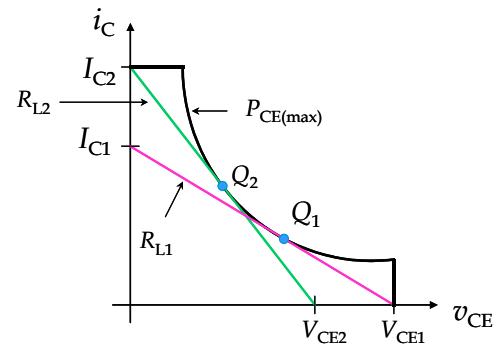


Fig. 2. Distintos puntos Q.

Para valores  $I_{CMax}$  y  $V_{CEMax}$ , se tiene que el punto  $Q$  estará dado por la tangente a la curva  $P_{CEMax}$ , dado por las coordenadas  $I_{CQ} = \frac{I_{CMax}}{2}$  y  $V_{CEQ} = \frac{V_{CEMax}}{2}$  como se indica en la Fig. . Se asume que la señal de entrada puede manejar el transistor entre el corte y la saturación, de esta forma para una variación en la corriente de base, se tiene la variación en la corriente de colector, y una variación en la potencia.

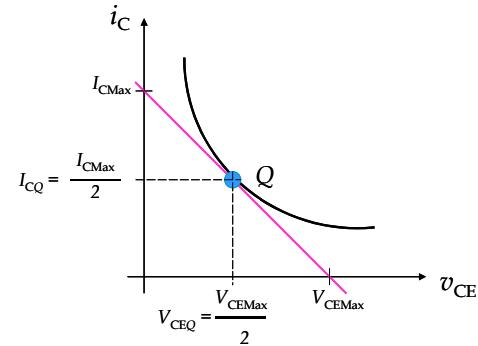


Fig. 3. Pto. Q para máxima excusión simétrica.

De acuerdo a la curva, se pueden establecer las curvas para  $i_C$ ,  $v_{CE}$ ,  $P_{CC}$ ,  $P_{CE}$  y  $P_L$ .

El valor de la onda de potencia instantánea  $p_{CC}$ , estará dada por el producto  $V_{CC}i_C$  y tiene la misma forma que  $i_C$ .  $P_{CE} = i_C v_{CE}$ . Note que la forma de onda de  $P_{CE}$  tiene una frecuencia el doble de las otras formas de onda.

La potencia en la carga será

$$P_L = I_{C_{rms}}^2 R_L \tag{12}$$

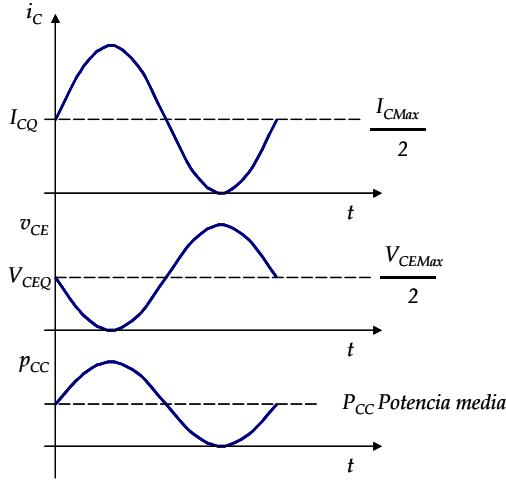


Fig. 4. Curvas.

Luego de acuerdo a (11), considerando que la corriente tiene componente continua y alterna, se tiene

$$\begin{aligned} P_L &= \left[ \sqrt{I_{CQ}^2 + \left( \frac{I_{CMax}}{2\sqrt{2}} \right)^2} \right]^2 R_L \\ &= I_{CQ}^2 R_L + \frac{I_{CMax}^2}{8} R_L \end{aligned} \quad (13)$$

De la curva de la Fig. 3, se determina  $I_{CQ} = \frac{I_{CMax}}{2} = \frac{V_{CEMax}}{2R_L} = \frac{V_{CC}}{2R_L}$ , luego

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{V_{CC}^2}{4R_L} + \frac{V_{CC}^2}{8R_L} \\ &\quad P_{L(CC)} \quad P_{L(AC)} \end{aligned} \quad (14)$$

Por otro lado, la potencia promedio entregada por la fuente será

$$\begin{aligned} P_{CC} &= V_{CC} I_{CQ} \\ &= \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \end{aligned} \quad (15)$$

Finalmente, la eficiencia estará dada por

$$\eta = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{2R_L}} = 0.25 \quad (16)$$

La eficiencia de este amplificador es baja, 25%, esto debido principalmente a que se mantiene una corriente de reposo en la carga, la cual no es usada (desperdiciada).

Como la potencia en el transistor corresponde a la potencia de la fuente menos la potencia en la carga (total, es decir la ca y la dc), se tiene que

$$\begin{aligned} P_{CE} &= P_{CC} - P_L \\ &= \frac{V_{CC}^2}{4R_L} - \frac{V_{CC}^2}{8R_L} \end{aligned} \quad (17)$$

El cual tiene dos componentes, el primero será cc y le segundo ac. Se define adicionalmente un Factor de Merito (FM)

$$\frac{1}{FM} = \frac{P_{L(AC)}}{P_{CE(DC)}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{4R_L}} = \frac{1}{2}$$

#### B. Configuración emisor común con transformador de acoplado

Sea el circuito de la Fig. 5a. Una forma de mejorar la eficiencia del amplificador clase A es usar el acoplado de la carga mediante un transformador. ? Cómo es eso?

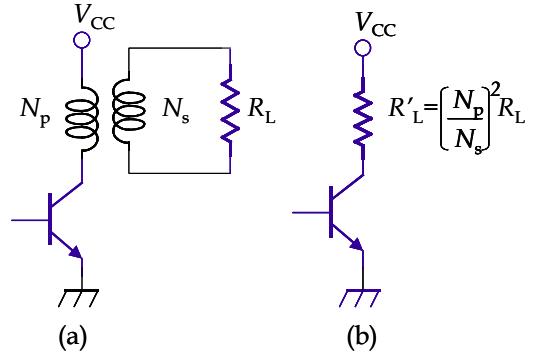


Fig. 5.

Al considerar este acoplamiento, hace que la recta de carga en cc pase por  $V_{CEQ} = V_{CC}$ , pues  $R_{CC} = 0$ , luego la recta de carga de alterna corta el eje del voltaje en un valor  $2V_{CC}$ . Como consecuencia de esto, cuando no hay señal, no existirá corriente por el colector.

La carga vista por el colector será

$$R'_L = \left( \frac{N_p}{N_s} \right)^2 R_L = n^2 R_L \quad (18)$$

Para este caso la potencia en la carga será

$$P_L = I_{Crms}^2 R'_L \quad (19)$$

Como sólo la carga recibe componente alterna, la corriente efectiva será la amplitud sobre  $\sqrt{2}$ , luego

$$P_L = \left( \frac{I_{CMax}}{2\sqrt{2}} \right)^2 R'_L \quad (20)$$

$$P_L = \left( \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} \right)^2 R'_L \quad (21)$$

Debido a que  $V_{CEQ} = V_{CC}$ , se tiene que  $V_{CEMax} = 2V_{CC}$ , por lo tanto, de la curva se determina que  $I_{CMax} = \frac{V_{CC}}{R'_L}$ , así

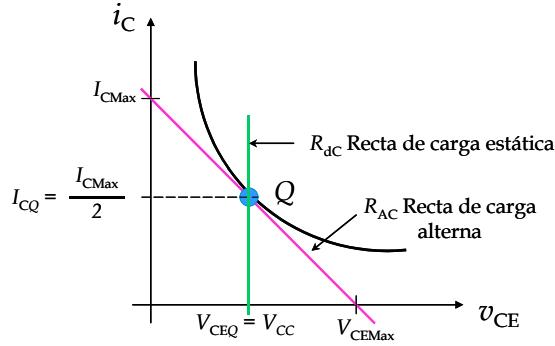


Fig. 6.

Dado que la potencia media de la fuente es  $P_{CC} = V_{CC}I_{CQ}$ , entonces

$$P_{CC} = V_{CC} \frac{I_{CMax}}{2} = V_{CC} \frac{V_{CEMax}}{2R'_L} \quad (23)$$

$$= \frac{V_{CC}^2}{R'_L} \quad (24)$$

Finalmente, la eficiencia de la conversión será

$$\eta = \frac{P_{L(AC)}}{P_{CC}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2R'_L}}{\frac{V_{CC}^2}{R'_L}} = 0.5$$

Por otro lado se tiene

$$P_{CE} = \frac{V_{CC}^2}{R'_L} - \frac{V_{CC}^2}{2R'_L} \quad (25)$$

$$dc \quad ac \quad (26)$$

Y el Factor de Merito

$$\frac{1}{FM} = \frac{P_{L(AC)}}{P_{CE(DC)}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2R'_L}}{\frac{V_{CC}^2}{R'_L}} = \frac{1}{2}$$

*Example 1:* Sea el amplificador clase A de la Fig.7, sabiendo que a la carga  $R_L$  se le entrega una potencia de 2W calcular

- La potencia de la fuente  $P_{CC}$
- $I_{CQ}$  para que el transistor trabaje en clase A
- Características del transistor

Dado que el rendimiento es el 50%, se tiene

$$0.5 = \frac{P_{L(AC)}}{P_{CC}} = \frac{2W}{P_{CC}}$$

$$P_{CC} = 4W$$

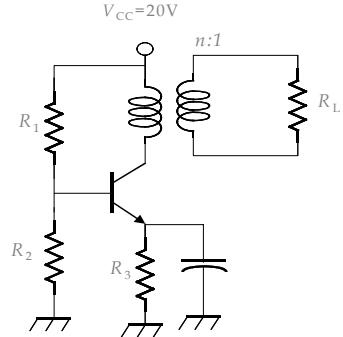


Fig. 7. Amplificador Clase A.

Como  $P_{L(AC)} = \frac{V_{CC}^2}{R'_L} = 2W$ , esto implica que  $R'_L = \frac{20^2}{2W} = 100 [\Omega]$ , además,  $P_L = \left(\frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}}\right)^2 R'_L$ , entonces

$$2W = \frac{I_{CQ}^2}{2} 100 [\Omega]$$

$$I_{CQ} = 0.2 [A]$$

## V. EL AMPLIFICADOR CLASE B

En esta operación, se usa un transistor para amplificar el ciclo positivo de la señal de entrada, mientras un segundo dispositivo se preocupa del ciclo negativo. Esta es la configuración push-pull.

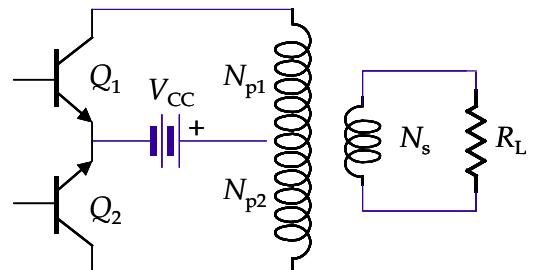


Fig. 8. Amplificador Clase B.

Se requieren dos transistores para producir la onda completa. Cada transistor se polariza en al punto de corte en lugar del punto medio del intervalo de operación.

La corriente de colector es cero cuando la señal de entrada es cero, por lo tanto el transistor no disipa potencia en reposo.

De la curva dada en la Fig. 9, se obtiene

$$I_{CMax} = \frac{V_{CEMax}}{R'_L} = \frac{V_{CC}}{R'_L}$$

Luego, la potencia en la carga será nuevamente la indicada en (12). En este caso, cada transistor opera durante un semi-ciclo, por lo tanto, el valor efectivo de la onda será  $\frac{I_{CMax}}{2}$ , así, la potencia total en la carga por cada transistor será

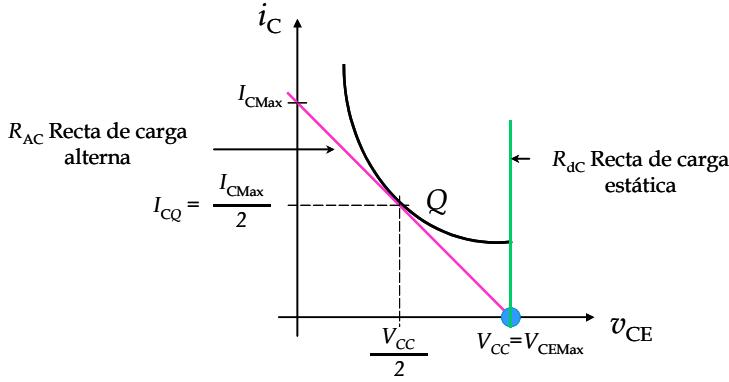


Fig. 9.

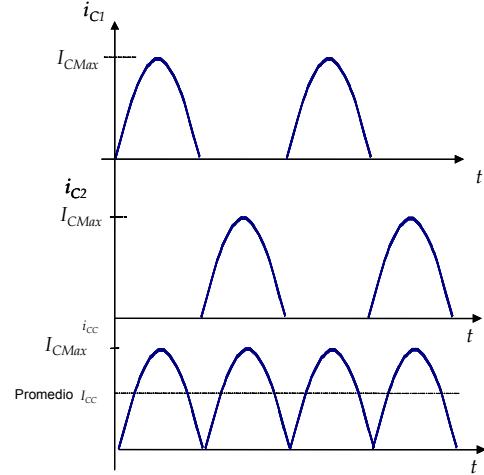


Fig. 10. Curvas de corriente.

$$\begin{aligned} P_L &= \left(\frac{I_{CMax}}{2}\right)^2 R'_L = \left(\frac{V_{CC}}{2R'_L}\right)^2 R'_L \\ &= \frac{V_{CC}^2}{4R'_L} \end{aligned}$$

Luego, la potencia total en la carga suministrada por ambos transistores

$$P_{L(AC)} = \frac{V_{CC}^2}{2R'_L}$$

Para determinar la potencia promedio  $P_{CC}$ , entregada por  $V_{CC}$ , se debe determinar la corriente media consumida, la cual se llamará  $I_{CC}$ , (que corresponde a la media de la corriente  $i_{CC}$ ). De acuerdo a la Fig. 10 la onda de corriente producida sera la superposición de los dos semicírculos.

$$\begin{aligned} I_{CC} &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_{CMax} \sin(\omega t) d\omega t \\ &= \frac{I_{CMax}}{\pi} \int_0^\pi \sin(\omega t) d\omega t = \frac{I_{CMax}}{\pi} 2 \\ &= \frac{2I_{CMax}}{\pi} \end{aligned}$$

Así se tiene que

$$\begin{aligned} P_{CC} &= V_{CC} \frac{2I_{CMax}}{\pi} = V_{CC} \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}}{R'_L} \\ &= \frac{2V_{CC}^2}{\pi R'_L} = 0.636 \frac{V_{CC}^2}{R'_L} \end{aligned}$$

Finalmente, se tiene el rendimiento

$$\eta = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2R'_L}}{\frac{2V_{CC}^2}{\pi R'_L}} = \frac{\pi}{4} = 0.785$$

Lo que corresponde a un 78.5% de eficiencia en la conversión. Por otro lado, la potencia disipada en el colector será

Sea el circuito de la Fig. 11 que corresponde a un amplificador de *simetría complementaria*. La carga será de acoplamiento directo

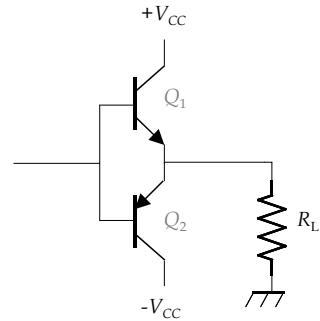


Fig. 11. Simetría complementaria.

Para este amplificador se tiene

$$\begin{aligned} P_L &= I_{rms}^2 R_L = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = P_{(LAC)} \\ P_{CC} &= 2 \frac{V_{CC}^2}{\pi R_L} \\ \eta &= \frac{\pi}{4} \\ P_{CE} &= 2 \frac{V_{CC}^2}{\pi R_L} - \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \end{aligned}$$

Simetría complementaria con acoplamiento capacitivo

Para este caso se tiene que la alimentación de cada transistor es  $\frac{V_{CC}}{2}$  y la carga será  $R_L$ .

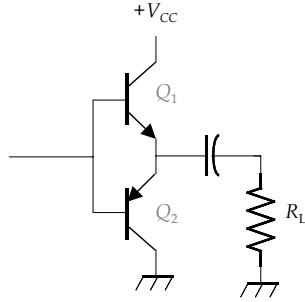


Fig. 12. Amplificador de simetria complementaria.

$$P_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{\pi 2 R_L}$$

$$P_L = \frac{V_{CC}^2}{8 R_L}$$

$$P_{CE} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 4 R_L}$$

*Example 2:* Sea el amplificador clase B de la Fig.13. Considera una carga de  $8 [\Omega]$ . Calcule la potencia de señal máxima en la carga, la disipación correspondiente a cada transistor y la eficiencia.

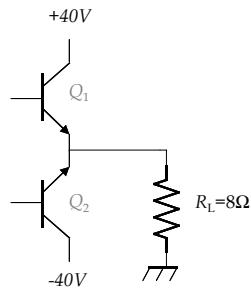


Fig. 13. Amplificador Clase B.

Como la potencia esta dada por

$$P_{L(AC)} = \frac{V_{CC}^2}{2 R_L} = \frac{(40)^2}{2 \cdot 8} = 100W$$

$$P_{CE} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L} - \frac{V_{CC}^2}{4 R_L} = \frac{2 \cdot 40^2}{\pi 8} - \frac{40^2}{2 \cdot 8} = 27.3W$$

$$\eta = \frac{\pi}{4}$$

## VI. CONCLUSIONES

Los amplificadores de potencia son fundamentales para diversas aplicaciones, tales como audio radio frecuencia. Solo se han mostrado algunos conceptos básicos, con el fin de entender las magnitudes más importantes, tales como la eficiencia, Potencia de señal y potencia disipada por el transistor.

## **Introducción**

El presente trabajo tiene como meta poner al alcance del estudiante una bibliografía que sirva como manual de estudio para la unidad de introductoria a fuentes de alimentación de baja potencia que forma parte del programa de la materia “Electrónica Aplicada II”. Cabe aclarar que se entiende por fuente de alimentación de baja potencia: a aquellas en las cuales la potencia de salida no superan los 100 watts aproximadamente, su configuración sea lineal o conmutada es básica y su fuente primaria de energía es monofásica rectificada o baterías.

Si bien este material puede ser utilizado como documento de consulta por profesionales y técnicos en el tema, se aclara que su contenido fue seleccionado teniendo en cuenta la formación académica de alumnos del cuarto nivel de la carrera de Ingeniería Electrónica.

Por esta razón sólo se desarrollan contenidos básicos sobre el tema, dado que, en la asignatura de “Electrónica de Potencia” en el quinto nivel, de la carrera, se aborda un estudio mucho más profundo y exhaustivo sobre el tema de fuentes de alimentación y otros tópicos de la electrónica de potencia.

Otro aspecto que se tuvo en cuenta en la realización del texto, es la rápida obsolescencia causada por el vertiginoso desarrollo en el campo de la electrónica. Por tal razón se procura, mas haya de la tecnología utilizada, poner énfasis en los conceptos básicos sobre fuentes reguladas los cuales se sabe son mas perdurables y por lo tanto favorecería prolongar la vida útil del presente trabajo.

Se puede ver que en algunos casos se tratan circuitos que pueden resultar un tanto anticuados frente a la electrónica integrada analógica o digital pero, si se lee atentamente el plan de estudio, se nota que estos circuitos resultan ser una aplicación directa de conocimientos de materias anteriores en el desarrollo de la carrera y por tanto no se pueden omitir.

Por otra parte, la estrategia de estudio aplicada en estos temas tiene mucho que ver con el análisis funcional del circuito de modo que si se puede identificar el dispositivo con una o mas funciones resulta en una herramienta didáctica de gran utilidad.

El trabajo esta organizado siguiendo el desarrollo del diagrama en bloque de una fuente regulada genérica o sea: a) la fuente primaria de energía (la red, baterías rectificadores y filtros) b) Reguladores lineales discretos e integrados c) Reguladores conmutados discretos e integrados.

Se procuró mantener un justo equilibrio entre el desarrollo de los conceptos teóricos complementándolo con algunos ejercicios resueltos. Todo esto se complementó con casos de análisis de circuitos en funcionamiento, sobre los cuales se planteo obtener analíticamente los valores de sus parámetros eléctricos. También se realizaron diseños básicos desde los mas elementales a los mas complejos tratando de encadenar su desarrollo entre las distintas partes de trabajo.

Se estudiaron las hojas de datos de los componentes utilizados en las distintas aplicaciones con el objeto no solo de conocer sus parámetros sino de adquirir criterios de selección de los mismos.

Como complemento de los ejercicios, análisis y diseños realizados a lo largo del texto se desarrollaron simulaciones de algunos de los circuitos lo cual permite visualizar y conceptualizar con mayor profundidad el funcionamiento del circuito.

## ***Introducción a las Fuentes de Alimentación de Baja Potencia (Parte I)***

### ***Objetivos del trabajo***

**1-Describir los circuitos rectificadores de baja potencia más usuales y desarrollar criterios de selección y diseño de los mismos.**

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

**3-Analizar las configuraciones básicas de las fuentes de alimentación de tensión reguladas lineales y adquirir criterios básicos de diseño.**

**4-Analizar las configuraciones básicas de las fuentes de alimentación de tensión reguladas conmutadas y adquirir criterios básicos de diseño.**

**5-Describir las diferencias entre los reguladores lineales y conmutados especificando las ventajas y desventajas de cada uno.**

**6-Realizar prácticas de diseño con reguladores integrados lineales y conmutados**

## ***Definición de símbolos, términos y siglas utilizados en la parte I***

Símbolo	Definición	Unidad
$\Delta$	Incremento de una variable eléctrica	-----
C	Capacidad	Farad [F]
f	Frecuencia	Hertz [Hz]
i <sub>c</sub>	Corriente de carga o descarga en un capacitor	Amper [A]
i <sub>d</sub>	Corriente a través de un diodo	Amper [A]
i <sub>e</sub>	Corriente de enterada a un filtro inductivo	Amper [A]
i <sub>fus</sub>	Corriente media de calculo de un fusible	Amper [A]
I <sub>l</sub>	Corriente de carga	Amper [A]
I <sub>max</sub>	Corriente máxima	Amper [A]
I <sub>p</sub>	Corriente pico para la selección de fusible	Amper [A]
j	Unidad imaginaria, que se indica con la letra j o i.	-----
L	Inductancia eléctrica	Henry [H]
M.O	Rectificador de media onda	-----
n	-----	-----
O.C	Relación de transformación en transformadores	-----
Pd	Rectificador de onda completa	-----
P <sub>i</sub>	Potencia disipada en un dispositivo	Watt [W]
P <sub>l</sub>	Potencia de entrada a un dispositivo, circuito o sistema	Watt [W]
P <sub>l</sub>	Potencia disipada en la carga de un circuito o sistema	Watt [W]
q	Carga eléctrica	Culombio[C].
R	Resistencia eléctrica	Ohm[ $\Omega$ ]
r <sub>d</sub>	Resistencia directa del diodo rectificador	Ohm[ $\Omega$ ]
R <sub>l</sub>	Resistencia de carga	Ohm[ $\Omega$ ]
r <sub>L</sub>	Resistencia de una inductancia	Ohm[ $\Omega$ ]
t	Tiempo	Segundo [s]
T	Periodo de onda periódica.	Segundo [s]
V <sub>cc</sub>	Tensión continua o componente de tensión continua en una forma de onda	Volt [V]
V <sub>D</sub>	Tensión directa o de conducción en un diodo semiconductor	Volt [V]
V <sub>i</sub>	Tensión de entrada a un dispositivo, circuito o sistema	Volt [V]
V <sub>l</sub>	Tensión sobre la resistencia de carga de un circuito o sistema	Volt [V]
V <sub>max</sub>	Tensión máxima	Volt [V]
V <sub>p</sub>	Tensión del primario de un transformador	Volt [V]
V <sub>r</sub>	Tensión de zumbido o de ripple	Volt [V]
V <sub>s</sub>	Tensión del bobinado secundario de un transformador	Volt [V]
W	Frecuencia o velocidad angular en Radian/segundo	[rad/s]
X <sub>c</sub>	Reactancia capacitiva	Ohm[ $\Omega$ ]
X <sub>l</sub>	Reactancia inductiva	Ohm[ $\Omega$ ]
$\eta$	Rendimiento energético	-----

## *Parte I: Circuitos de rectificación y filtrado*

### **Objetivo específico de la Parte I**

**Describir los circuitos rectificadores de baja potencia más usuales y desarrollar criterios de selección y diseño de los mismos.**

Item	Pag.
<b>6-1 Introducción</b>	<b>5</b>
<b>6-2 Introducción al análisis y diseño del bloque de rectificación y filtrado.</b>	<b>6</b>
6-2-1 Circuitos rectificadores.	6
6-2-1a Rectificador de media onda.	6
6-2-1b Análisis del zumbido en el rectificador de media onda.	7
6-2-1c Rectificador de onda completa (con transformador de punto medio).	8
6-2-1d Análisis del zumbido en el rectificador de onda completa.	9
6-2-1e Rectificador de onda completa (tipo puente).	10
6-2-2 Ejemplo N°1: Circuito rectificador de onda completa tipo puente.	11
<b>6-3 Circuitos de filtrado.</b>	<b>12</b>
6-3-1a Filtro de entrada capacitiva.	13
6-3-1b Ejemplo N°2: Filtro con entrada capacitiva.	16
6-3-2a Filtro de entrada inductiva LC.	17
6-3-2b Ejemplo N°3: Filtro con entrada inductiva.	19
<b>6-4 Características técnicas de diodos rectificadores de baja potencia.</b>	<b>20</b>
<b>6-5 Ejemplo N°4. Diseño de un circuito rectificador con filtro de zumbido.</b>	<b>22</b>
6-5-1 Procedimiento de diseño.	22
6-5-2 Simulación y ensayo de laboratorio del rectificador con filtro capacitivo.	25

## FUENTES DE ALIMENTACIÓN

### 6-1 Introducción

La fuente de alimentación es el bloque o módulo de un sistema electrónico que se encarga de suministrar la energía necesaria para el funcionamiento del mismo. Este bloque a su vez puede estar compuesto por partes de distintas índoles: electrónicas, eléctricas, electromecánicas etc.

Normalmente en la mayoría de los casos la energía con la cual se provee a la fuente de alimentación para su funcionamiento proviene de la red de distribución eléctrica domiciliaria o bien de algún sistema de baterías. Estas fuentes (la red o baterías) son a menudo llamadas fuentes primarias de energía.

Se puede definir el rendimiento de una fuente de alimentación como la relación entre la energía suministrada al sistema que se alimenta ( $P_L$ ) y la energía tomada de la fuente primaria ( $P_i$ ). Si toda la energía tomada de la fuente primaria es enviada al sistema que se alimenta (al cual llamaremos en adelante carga) se dice que el rendimiento es máximo y vale 1. Como se ve en la figura 6-1, se aclara que esto en la práctica no sucede y que normalmente parte de la energía en juego se disipa en la fuente ( $P_d$ ) por lo que el rendimiento nunca llega a la unidad.

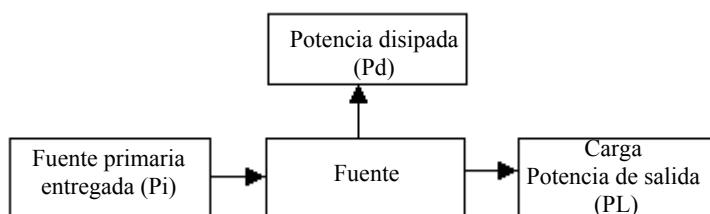


Figura. N°6-1  
Distribución de la potencia en una fuente de alimentación

La expresión matemática está definida por la Ec. 6-1

$$\eta = \frac{P_L}{P_i} \leq 1 \quad \text{Ec 6-1}$$

Si se permite de alguna manera regular el flujo de energía de la fuente primaria al sistema alimentado este tipo de fuentes se denominan reguladas. Existen dos modos de realizar esta regulación, en el caso en que la energía 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, se llama comutado.

- Reguladores lineales.
- Reguladores comutados.

En este trabajo se pretende estudiar el funcionamiento de los reguladores lineales y comutados básicos y los principios de diseño de los mismos.

En la figura 6-2 se ve el diagrama en bloque general de una fuente de alimentación regulada.

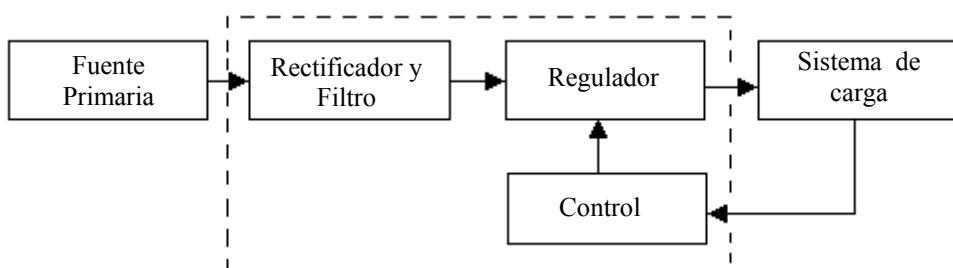


Figura. N°6-2  
Diagrama en bloque de una fuente de alimentación regulada

Resulta evidente que muchos de los parámetros de la fuente estarán vinculados con las características de la fuente primaria y el sistema alimentado. Estas relaciones serán estudiadas con detenimiento en las partes sucesivas, en particular aquellas que intervienen en las condiciones de diseño de la fuente.

## 6-2 Introducción al análisis y diseño del bloque de rectificación y filtrado.

En general los circuitos electrónicos requieren de fuentes de tensión continua para fijar su punto de trabajo, es por ello que si la fuente primaria es la red de alimentación trifásica o monofásica será necesario un paso de rectificación y filtrado para convertir la tensión alterna de la red a tensión continua.

El proceso de rectificación se realiza a través de algún dispositivo de conducción unidireccional que sea capaz de soportar las condiciones de tensión, corriente y potencia impuestas; se usan para este fin; diodos rectificadores o rectificadores controlados de silicio SCR. En nuestro caso trataremos el tema con diodos rectificadores de silicio por ser los de uso más difundido en fuentes de baja y mediana potencia como las que estudiaremos.

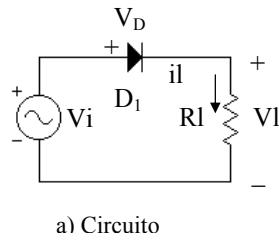
La corriente pulsante suministrada por el circuito rectificador está formada por una componente de continua  $V_{cc}$  y armónicas de la frecuencia de red  $V_r$  llamadas zumbido o ripple. Estas armónicas suelen ocasionar ruidos indeseables en la carga, por lo que, se debe implementar el filtrado mediante algún tipo de dispositivo tales como capacitores, inductancias o una combinación de estos. En general en este proceso el dispositivo almacena energía durante el periodo de conducción de los diodos y la suministra al sistema durante el periodo de noconducción de los mismos, disminuyendo la amplitud de estas componentes. De esta manera se logra atenuar las componentes del zumbido.

### 6-2-1 Circuitos rectificadores.

Existen una gran variedad de circuitos rectificadores pero hay algunos de ellos de uso muy difundido los cuales consideraremos en este estudio. Estos se suelen clasificar teniendo en cuenta la fuente de corriente alterna de la cual toman la energía para funcionar, en nuestro caso podrán ser circuitos rectificadores monofásicos, trifásicos y polifásicos. En este estudio solo nos referiremos a rectificadores monofásicos.

#### 6-2-1a Rectificador de media onda.

Es el circuito más sencillo, tal como se ve en la figura N°6-3 a. Supondremos para el análisis que la fuente de energía primaria es la red de distribución domiciliaria. Por lo que la forma de onda de entrada



a) Circuito

$V_i$  es la vista en la fig N°6-3 b y se expresa por:

$$V_i = V_{max} \operatorname{sen} \omega t \quad \text{Ec. 6-2}$$

En este rectificador el diodo  $D_1$  solo permite el paso del semicírculo positivo o negativo (según la disposición del diodo) esto se debe a la característica del diodo de conducir o no de acuerdo a la polarización que tenga aplicada en el momento. La expresión de la corriente por el diodo en el momento de la conducción será Ec. 6-3 (considerando despreciable la resistencia interna de la fuente primaria  $V_i$ ). Para  $0 \leq \omega t \leq \pi$

$$I_l = \frac{V_{max}}{R_d + R_L} \operatorname{sen} \omega t = I_{max} \operatorname{sen} \omega t \quad \text{Ec. 6-3}$$

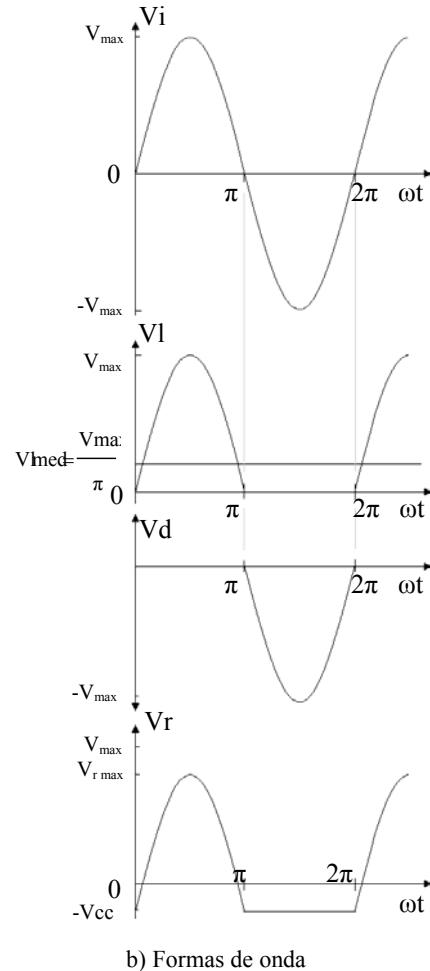


Figura. N°6-3 a y b  
Rectificador de media onda

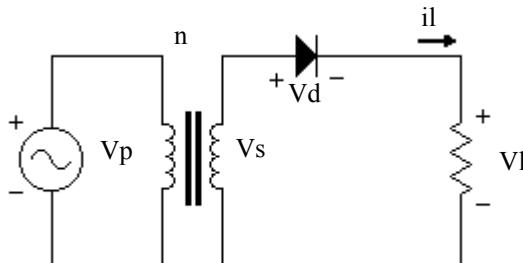
Donde  $R_L$  representa la resistencia de la carga y  $r_d$  es la resistencia directa del diodo en estado de conducción, por el momento consideraremos el diodo como ideal y por lo tanto  $r_d = 0$ .

El nivel de tensión continua suministrado a la carga se puede determinar mediante la integral del valor medio de la senoidal rectificada y se puede calcular con la siguiente integral.

$$V_{lmed} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{max} \operatorname{sen} \omega t d\omega t = \frac{V_{max}}{\pi} = 0,318 V_{max} \quad \text{Ec. 6-4}$$

En el momento de la conducción del diodo D1 la tensión a sus bornes  $V_d$  se considera igual a cero (ideal) por lo tanto la corriente está limitada por la carga, dado que se a supuesto que la impedancia de la fuente  $V_i$  es prácticamente nula. En el momento de no conducción el diodo actúa como una llave abierta y por lo tanto debe ser capaz de soportar la tensión pico  $V_{max}$  tal como se ve en la figura N°6-3 b.

Examinando la forma de onda de la tensión sobre la carga  $V_l$  en la figura N° 6-3 b se llega a la conclusión de que existe además del valor de tensión continua  $V_l$  med=  $V_{max}/\pi$  otras componentes del tipo senoidal cuya suma total se llaman tensión de zumbido  $V_{lr}$ . Esta gráfica esta constituida solo por las componentes senoidales, sin considerar la componente de continua, de modo que el valor indicado como máximo es  $V_{lr max} = V_{max} - V_{cc}$ . En la práctica se utiliza en la entrada del circuito un transformador figura. N°6-3 c diseñado de modo que permita obtener la tensión alterna  $V_s$  de la línea de la red de distribución eléctrica y la mínima impedancia de salida con el fin que su resistencia interna sea despreciable comparada con la resistencia de la carga. De esta manera se busca suministrar a la carga la corriente fijada como dato para el diseño de la fuente.



$N_p$ : número de espiras del primario.

$N_s$  : número de espiras del secundario.

$$\text{Donden} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s}$$

Figura. N°6-3 c  
Rectificador de media onda

### 6-2-1b Análisis del zumbido en el rectificador de media onda.

Es conveniente realizar un análisis mas profundo sobre la relación de las componentes de la forma de onda resultante del proceso de rectificación. Fundamentalmente se desea comparar y mejorar la relación entre el nivel de continua respecto a las componentes que conforman el zumbido como elemento perturbador en el funcionamiento del sistema a alimentar.

La herramienta matemática para este análisis es la serie de Fourier aplicada a la forma de onda resultante  $V_l$ . Esta función se define para.

$$V_l = V_{max} \operatorname{sen} \omega t \quad \text{para} \quad 0 \leq \omega t \leq \pi \quad \text{Ec. 6-5}$$

Sus componentes se pueden expresar mediante la serie de Fourier como:

$$V_l(\omega t) = V_{cc} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (a_n \operatorname{sen} nt + b_n \cos nt) \quad \text{Ec. 6-6}$$

Donde

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{max} \operatorname{sen} \omega t \operatorname{sen} n \omega t d\omega t \quad y \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{max} \operatorname{sen} \omega t \cos n \omega t d\omega t \quad \text{Ec. 6-7}$$

Cuando se reemplazan los valores de  $a_n$  y  $b_n$ , la expresión final de la tensión sobre  $R_L$  estará definida por

$$V_l(\omega t) = \frac{V_{\max}}{\pi} + \frac{V_{\max}}{2} \operatorname{sen} \omega t - \frac{2V_{\max}}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2V_{\max}}{15\pi} \cos 4\omega t - \frac{2V_{\max}}{35\pi} \cos 6\omega t - \dots \quad \text{Ec. 6-8}$$

Analizando la ecuación final Ec 6-8 se puede concluir que el primer término es el valor de continua  $V_{cc}$  y las demás componentes (también llamados armónicos) son una senoide con la frecuencia fundamental  $\omega t$  y el resto de las componentes son coseñoides de un número de frecuencia par de la fundamental. Un aspecto importante es que la amplitud de los armónicos disminuye con el aumento de la frecuencia. Esta característica será de vital importancia a la hora de trabajar en la eliminación del zumbido presente a la salida de la fuente de alimentación puesto que si se garantiza, mediante un filtro pasa bajos, la eliminación del ruido de la frecuencia fundamental, las otras componentes de alta frecuencia también serán eliminadas.

### 6-2-1c Rectificador de onda completa (con transformador de punto medio).

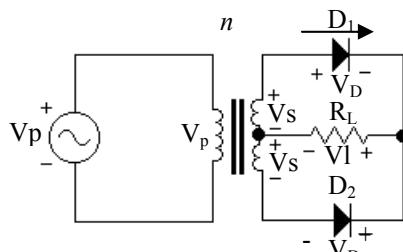


Figura N° 6-4 a Circuito onda completa

Este circuito rectificador está basado en dos circuitos rectificadores de media onda que conducen en forma alterna durante los dos semicírculos de la onda senoidal de entrada. El diodo D1 solo permite el paso del semicírculo positivo estando bloqueado el D2 (según la polaridad indicada en la figura 6-4 a). En el próximo semicírculo, con el cambio de polaridad será el D2 el que conducirá estando bloqueado el D1. La expresión de la corriente por el diodo en el momento de la conducción será (considerando despreciable la resistencia interna de la fuente primaria  $V_i$ ). Para  $0 \leq \omega t \leq \pi$

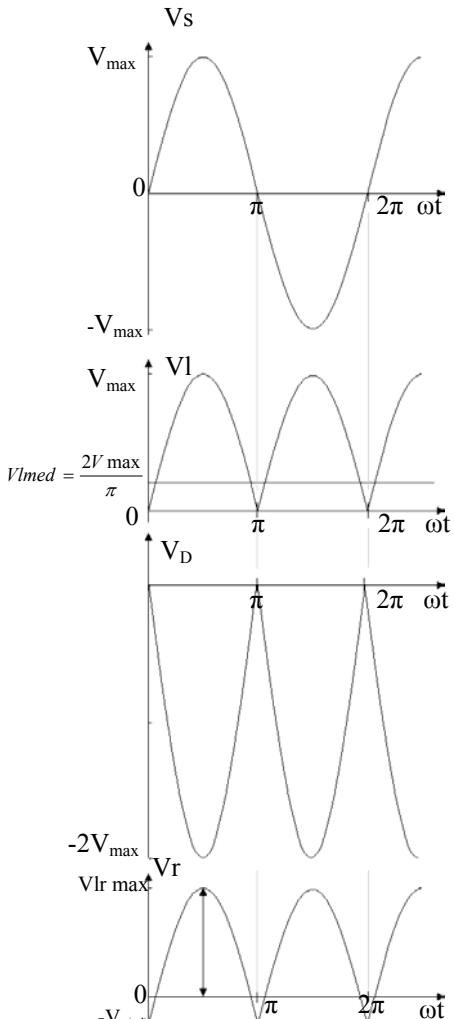
$$I_l = \frac{V_{\max}}{R_d + R_L} \operatorname{sen} \omega t = I_{\max} \operatorname{sen} \omega t \quad \text{Ec. 6-9}$$

Aplicando nuevamente la integral del valor medio sobre la senoidal rectificada en onda completa Ec. 6-10 se obtiene el nivel de tensión continua suministrado a la carga.

$$V_{lmed} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} V_{\max} \operatorname{sen} \omega t d(\omega t) = \frac{2V_{\max}}{\pi} \approx 0,636 V_{\max}$$

Ec. 6-10

Si se observa la figura N°6-4 b, en el momento de la conducción del diodo D1 la tensión a sus bornes  $V_d$  se considera igual a cero (ideal) por lo cual la corriente está limitada por la carga, dado que se ha supuesto que la impedancia de la fuente  $V_s$  es prácticamente nula. En el momento de no conducción del diodo D1 este se encuentra abierto y por lo tanto debe ser capaz de soportar dos veces la tensión  $V_{\max}$ . Por simetría se puede afirmar que ocurrirá lo mismo con el diodo D2 durante los períodos de conducción y noconducción del mismo. Examinando la figura N°6-4 b (última gráfica) se llega a la conclusión de que existe, al igual que en el caso anterior, además



b)Formas de onda

Figura. N°6-4 b  
Rectificador de onda completa

del valor de tensión continua  $V_{cc}=2V_{max}/\pi$  otras componentes que conforman la tensión de zumbido  $V_r$ . Esta gráfica esta constituida solo por las componentes senoidales sin considerar la componente de continua, de modo que el valor máximo es  $V_{lr \text{ max}} = V_{max} - V_{cc}$ .

#### 6-2-1d Análisis del zumbido en el rectificador de onda completa.

Resulta interesante realizar un análisis de las componentes armónicas presentes en la salida del rectificador de onda completa, con el fin evaluar y mejorar la relación entre el nivel de continua respecto a las componentes que conforman el zumbido. Posteriormente se podrán efectuar comparaciones con las componentes de  $V_{cc}$  y de zumbido obtenidas del análisis del circuito de media onda. Para ello recurrimos, al igual que en el caso anterior al análisis de Fourier

La función a analizar en este caso se define como

$$Vl = \begin{cases} V_{max} \operatorname{sen} \omega t & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ -V_{max} \operatorname{sen} \omega t & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad \text{Ec. 6-11}$$

Esta función puede expresarse por serie de Fourier Ec. 6-12 como

$$Vl(\omega t) = V_{cc} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (a_n \operatorname{sen} n\omega t + b_n \cos n\omega t) \quad \text{Ec. 6-12}$$

Donde

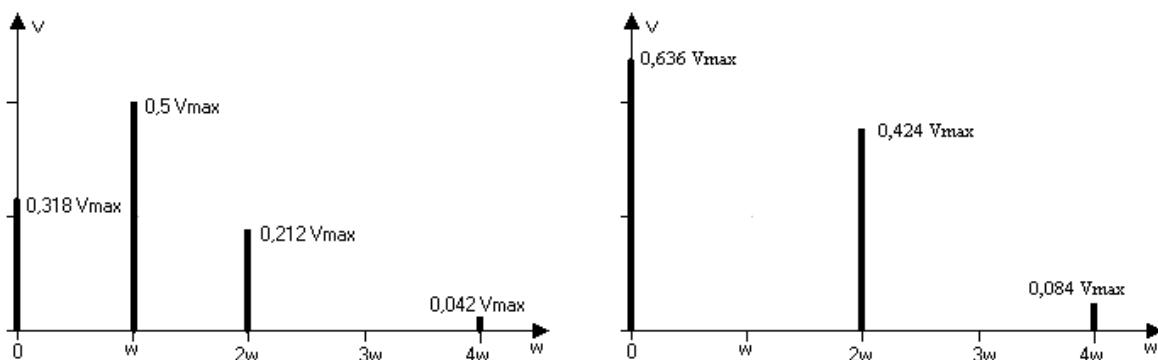
$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{max} \operatorname{sen} n\omega t \operatorname{sen} n\omega t d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} -V_{max} \operatorname{sen} n\omega t \operatorname{sen} n\omega t d\omega t$$

$$y \quad b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_{max} \operatorname{sen} n\omega t \cos n\omega t d\omega t$$

Cuando se reemplazan los valores de  $a_n$  y  $b_n$ , la expresión final de la tensión sobre  $R_l$  estará definida por

$$Vl(\omega t) = \frac{2V_{max}}{\pi} - \frac{4V_{max}}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4V_{max}}{15\pi} \cos 4\omega t - \frac{4V_{max}}{35\pi} \cos 6\omega t \dots \quad \text{Ec. 6-13}$$

Analizando la ecuación final Ec. 6-13 se pude concluir que el término constante es el valor de continua  $V_{cc}$  y los restantes son armónicos cosenoides de un número de frecuencia par de la fundamental comenzando en  $\cos 2\omega t$ . En esta serie se destaca, como en el caso anterior, Ec. 6-8 que la amplitud de los armónicos disminuye con el aumento de la frecuencia y a diferencia del anterior, no aparece la frecuencia de linea como componente.



a) Rectificador de media onda

b) Rectificador de onda completa

Figura. N°6-5  
Composición espectral de la onda sobre la carga

En la figura N°6-5 se representa la composición espectral de la forma de onda presente sobre la carga de los dos tipos de rectificadores. Los Valores numéricos se calcularon de las respectivas series de Fourier.

La figura N° 6-5 muestran el valor de la componente continua para  $w=0$  que es el primer termino de la serie. También se puede ver el peso de la fundamental y algunas armónicas. En el caso de (MO) la fundamental es la frecuencia de linea  $w$  y su valor es 50% de la  $V_{max}$  mientras que en el circuito de (OC) la fundamental esta en el doble de la frecuencia de linea y su amplitud ronda el 40% de  $V_{max}$ . Como es obvio se desea obtener exclusivamente la componente de continua por lo cual se hace necesario para tal fin utilizar filtros pasa bajos a la salida del circuito rectificador.

Se puede notar que a la hora de trabajar en la eliminación del zumbido presente a la salida de la fuente de alimentación, el circuito de (OC) tiene ventaja sobre el de (MO), puesto que el zumbido de menor frecuencia es del doble de la de linea mientras que en el circuito de media onda existe entre las componentes parte de la frecuencia de linea lo que plantea mas exigencias para el diseño del filtro pasa bajo.

### 6-2-1e Rectificador de onda completa (tipo puente).

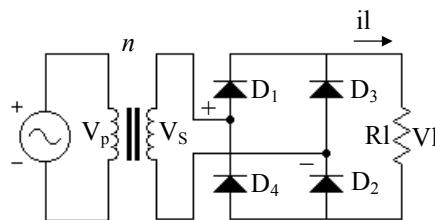


Figura. N°6-6 a  
Rectificador de onda

En este circuito la circulación de corriente continua pulsante por la carga se da durante los dos semiciclos de la tensión de entrada  $V_s$ . El efecto sobre la carga es el mismo que en el rectificador de onda completa fig. N° 6-3a.

Cuando la polaridad de  $V_s$  es la indicada en la figura N°6-6a los diodos D1 y D2 quedan polarizados en forma directa, mientras que D3 y D4 quedan polarizado en forma inversa, por lo tanto la corriente circula tal como lo indica la figura N°6-6a. En el momento que cambia la polaridad de  $V_s$  se invierte la polarización de los diodos, conduciendo D3 y D4 y no conduciendo D1 y D2, en esta condición la corriente circula nuevamente por la carga en el mismo sentido. Analizando el efecto de la circulación de corriente por la carga se llega a la conclusión que es el mismo que en el rectificador de onda completa con transformador de punto medio visto en el apartado anterior.

En primera instancia se puede observar que este circuito se puede implementar de ser necesario sin trasformado en la entrada dado que no necesita punto medio. No obstante en la mayoría de las aplicaciones se utiliza el transformador con el fin de obtener el valor de tensión requerido. Cuando se usa con transformador este debe suministrar la tensión de un extremo al punto medio del transformador del circuito de onda completa.

Además los diodos que se encuentran polarizados en forma inversa solo soportan la  $V_{max}$  como se ve en la fig. N°6-6b comparado con el de onda completa (OC) con punto medio de la figura N°6-3b en el cual el diodo soporta  $2V_{max}$ .

Realizando una comparación entre los dos circuitos de (OC) y el de media onda (MO) se concluye que en el caso de (OC) presentan una ventaja importante respecto al de (MO) y es que en (OC) el flujo neto a través del núcleo del transformador es cero dado que la corriente continua neta que circula a través del secundario es nula, por lo tanto, no se tiende a saturar el núcleo.

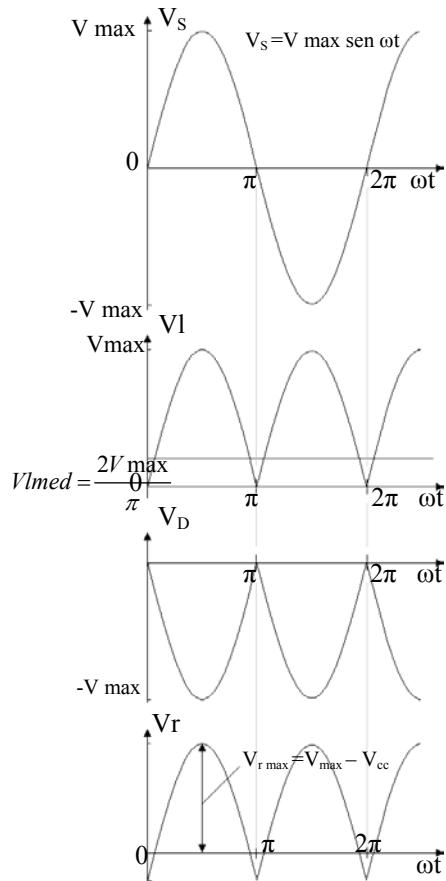


Figura. N°6-6b  
Rectificador de onda completa puente  
Formas de onda

En tal caso para emplear el circuito de (MO) se deberá disponer de un transformador más grande para prever la posibilidad de saturación.

En el circuito rectificador de onda completa puente, las ecuaciones desarrolladas anteriormente para el circuito de (OC) con transformador de punto medio son las mismas, esto es el valor medio, la expresión de la corriente y el análisis de Fourier.

### 6-2-2 Ejemplo N°1: Circuito rectificador de onda completa tipo puente.

Se plantea analizar un circuito rectificador puente de onda completa como el de la figura N° 6-5 del apartado anterior. La tensión de alimentación se toma de la línea de energía domiciliaria de  $V_p = 220[V]$  a  $f = 50[Hz]$ . El nivel de tensión adecuado se obtiene mediante el transformador cuya relación de transformación es  $n = 24,44$ . El uso del transformador provee la necesaria aislación de la fuente respecto a la red. Además se tiene que la carga que ve la fuente es resistiva pura y su valor es de  $R_l = 8[\Omega]$ .

Se solicita determinar a) tensión de salida media  $V_{l med}$ , b) corriente de carga media  $I_{l med}$ . c) tensión eficaz en la carga  $V_{l ef}$ . d) corriente eficaz en la carga  $I_{l ef}$ . e) corriente media del diodo  $I_{d med}$  o  $I_{FAV}$  (Mean forward current). f) corriente eficaz del diodo  $I_{d ef}$ . g) tensión de pico inversa del diodo o  $V_{RRM}$  (Repetitive peak reverse voltage). h) potencia de corriente alterna en la carga  $P_l$  ef. i) potencia media de salida  $P_{l med}$ . j) La frecuencia de la componente de ripple de máximo valor  $f_r$ .

Solución: A partir de la tensión eficaz de línea y de la relación de transformación se puede calcular la tensión de salida  $V_s$  del transformador de la figura N° 6-5.

$$V_s = \frac{V_p}{n} = \frac{220V}{24,44} = 9V$$

Y su valor máximo será:

$$V_s \text{ max} = V_s \times \sqrt{2} = 9V \times \sqrt{2} = 12,7V$$

Luego a partir de estos valores se pueden determinar cada uno de los puntos solicitados.

a) De la Ec.6-10 la  $V_{l med}$  será.

$$V_{l med} = 0,636 \times V_s \text{ max} = 0,636 \times 12,7V = 8,08V$$

b) La corriente de carga media  $I_{l med}$  será.

$$I_{l med} = \frac{V_{l med}}{R_l} = \frac{8,08V}{8\Omega} = 1,01A$$

c) La tensión eficaz de carga  $V_{l ef}$  será.

$$V_{l ef} = 0,707 \times V_{l max} = 0,707 \times 12,7V = 8,9789V$$

d) Utilizando  $V_{l ef}$  la corriente eficaz en la carga  $I_{l ef}$  será.

$$I_{l ef} = \frac{V_{l ef}}{R_l} = \frac{8,9789V}{8\Omega} = 1,1223A$$

e) Debido a que los pares de diodos en serie D1- D2 y D3 – D4 conducen cada par la mitad de la corriente, la corriente media del diodo  $I_{d med}$  será la mitad de la que circula por la carga

$$I_{d med} = \frac{I_{l med}}{2} = \frac{1,01}{2} = 0,505A$$

f) La corriente eficaz de carga tendrá dos componentes aportada por cada par de diodos.

$$I_{l ef}^2 = I_{d1 ef}^2 + I_{d2 ef}^2 = 2I_{d ef}^2$$

Luego la corriente eficaz del diodo  $I_{d ef}$  será.

$$Id\ ef = \frac{Il\ ef}{\sqrt{2}} = \frac{1,1223A}{\sqrt{2}} = 0,7959A$$

g) La tensión de pico inversa del diodo tal como se expresa en el apartado 6-2-1e será.

$$Vp\ inv = Vs\ max = 12,7V$$

h) La potencia de corriente alterna en la carga Pl ef será.

$$Pl\ ef = Il\ ef^2 \times Rl = 1,1223^2 \times 8\Omega = 10,07W$$

i) La potencia media de salida Pl med será.

$$Pl\ med = V\ lmed \times Il\ med = 8,08V \times 1,01A = 8,16W$$

j) De acuerdo al análisis de la forma de onda VI por el método de Fourier del apartado 6-2-1d de la Ec 6-14 se tiene que la componente de más nivel es la de mínima frecuencia que es el doble de la frecuencia de línea.

$$Vr(2w) = \frac{4V\ max}{3\pi} \cos 2\omega t$$

O sea

$$fr = 2 \times fl = 2 \times 50 = 100Hz$$

### 6-3 Circuitos de filtrado.

En general la cantidad de zumbido presente en la salida de los circuitos rectificadores es demasiado elevada para casi todas las aplicaciones prácticas. La función del filtro pasa bajo es la de eliminar estas componentes estudiadas en los apartados 6-2-1b y d.

Se debe tener en cuenta que el filtro no atenuara la componente de continua y si las de alterna. Por lo tanto los elementos del filtro en serie con la salida del rectificador serán en inductancias dimensionadas de modo que presenten una reactancia muy alta a la frecuencia más baja del zumbido y los elementos en paralelo serán capacitores dimensionadas de modo que presenten una reactancia muy baja a la frecuencia más baja. Para sustentar esto recordemos la ley de variación Ec. 6-14 con la frecuencia de ambas reactancias.

$$Xc = \frac{1}{2\pi fC} \quad XL = 2\pi fL \quad \text{Ec. 6-14}$$

En función de las condiciones arriba mencionadas se puede plantear una configuración general figura N°6-7 que cumpla con estas características.

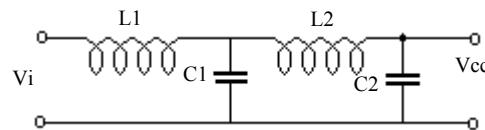
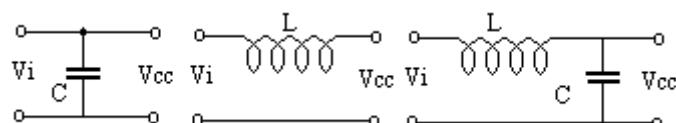


Figura. N°6-7  
Plantilla general de filtro pasa bajo

En la práctica se usan configuraciones más sencillas derivadas de la plantilla general como en figura N°6-8 a y b.



a)Entrada  
Capacitiva

b )Entrada  
Inductiva

c)Entrada  
Inductiva LC

Figura N°6-8a  
Plantillas de filtro para zumbido

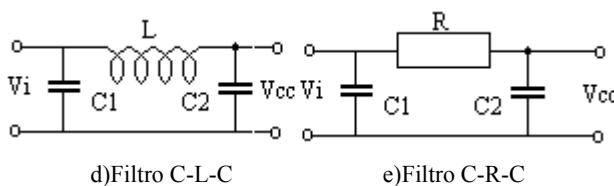


Figura. N°6-8b  
Plantillas de filtro para zumbido

A continuación se analizarán los filtros de entrada capacitiva y el de entrada inductiva LC, por ser estos los más utilizados en la actualidad tanto en fuentes reguladas lineales como conmutadas.

### **6-3-1a Filtro de entrada capacitiva.**

Es uno de los filtros más sencillos y más utilizado en las fuentes de alimentación regulada. Consiste en un capacitor de capacidad y tensión de aislación adecuadas conectado en paralelo con la carga. En la figura N°6-9 se puede ver el circuito rectificador de (MO) con el filtro pasa bajo planteado.

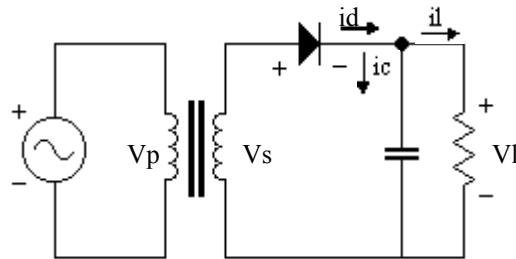


Figura. N°6-9  
Rectificador de (MO) con filtro de  
entrada capacitiva

Si se analiza el circuito para estado de régimen y se tienen en cuenta la figura N° 6-9 y 6-10 se ve que el capacitor tomará carga solo en el momento de conducción del diodo (desde  $wt1$  a  $wt2$ ), tiempo durante el cual la corriente de la carga es suministrada también por el diodo.

Durante este proceso de carga del capacitor su tensión va en aumento siguiendo a la senoidal hasta que esta comienza a caer en el ánodo del diodo, manteniendo el capacitor la tensión del cátodo, por lo cual cesa la conducción del diodo y el capacitor comienza a descargarse solo a través de la carga (desde  $wt_2$  a  $2\pi + wt_2$ ) dado que el diodo permanece abierto. El tiempo de descarga dependerá de la constante de tiempo  $R_1 C$  y se tratará que sea mucho mayor que  $20[\text{ms}]$  el período de la tensión de línea para que el capacitor tienda a mantener constante la tensión sobre  $R_1$  y próximo a  $V_{\max}$ . Lo ideal sería utilizar un capacitor de capacidad infinita pero veremos que hay limitaciones en el tamaño máximo de este.

que hay limitaciones en el tamaño máximo de este. Como producto de la descarga del capacitor su tensión cae lo que provoca (en el próximo semiciclo positivo de  $V_s$ ) el inicio de la conducción del diodo y por lo tanto la recarga del capacitor.

$$id \equiv i\zeta + il$$

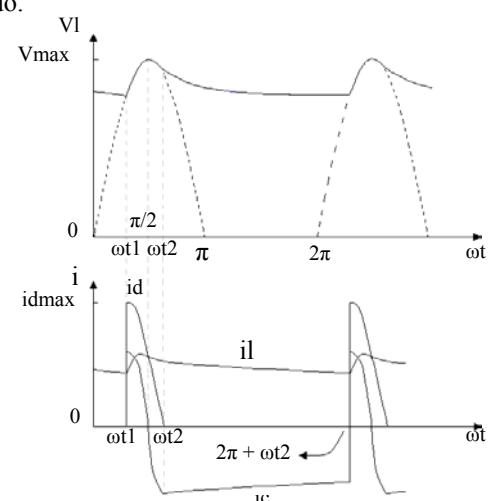


Figura. N°6-10  
Curvas del rectificador de (MO) con filtro de entrada capacitiva

El pico de máximo valor de la corriente del diodo se da para  $wt = wt_1$ . En este punto la corriente de carga del capacitor y la de carga serán las expresadas en las ecuaciones Ec. 6-16 y Ec. 6-17.

$$il = \frac{V_{\max} \operatorname{sen} \omega t_1}{Rl} \quad \text{Ec. 6-16}$$

$$ic = W C V_{\max} \cos \omega t_1 \quad \text{Ec. 6-17}$$

Introduciendo las Ec. 6-16 y Ec. 6-17, en la Ec. 6-15 se obtiene la Ec. 6-18 que da el valor pico de la corriente que suministra el diodo.

$$Id_{\max} = V_{\max} \left( \omega C \cos \omega t_1 + \frac{\operatorname{sen} \omega t_1}{Rl} \right) \quad \text{Ec. 6-18}$$

Para determinar el valor numérico de esta corriente (en el caso de seleccionar el diodo) es necesario determinar el ángulo  $wt_1$  y el valor del capacitor. La resistencia de carga es siempre un dato del diseño y la tensión máxima del secundario  $V_{\max}$  se puede determinar con cierta facilidad para fuentes de alimentación de baja potencia.

Para el caso de diseño la máxima tensión admisible de zumbido pico a pico  $V_{rp-p}$  es también un dato que se expresa en volt o en un porcentaje de  $V_{cc}$ . De la figura N°6-11 se puede deducir el valor de  $V_{\max}$  como se ve en la Ec. 6-19

$$V_{\max} = V_{cc} + \frac{V_{rp-p}}{2} \quad \text{Ec. 6-19}$$

Luego de la misma figura N° 6-11 para el ángulo  $wt_1$  la tensión sobre la carga será:

$$V_{\max} \operatorname{sen} \omega t_1 = V_{\max} - V_{rp-p} \quad \text{Ec. 6-20}$$

De la que se puede obtener  $wt_1$

$$\omega t_1 = \operatorname{arc sen} \frac{V_{\max} - V_{rp-p}}{V_{\max}} \quad \text{Ec. 6-21}$$

Por otra parte en la Ec. 6-18 se puede observar que el término más importante es el de  $\cos \omega t_1$  por lo tanto a medida que aumenta el valor de la capacidad la corriente que el diodo debe ser capaz de entregar aumentara. Esto entra en contradicción con lo dicho mas arriba sobre la capacidad infinita para mantener constante la tensión sobre la carga, puesto que si así fuera la corriente pulsante por el diodo sería infinita y repetitiva.

A partir de este punto conviene linealizar la forma de onda del zumbido con el fin de poder analizar la respuesta del filtro y de establecer algunas pautas prácticas de diseño del conjunto rectificador y filtro.

Si se supone que la tensión de la carga varía linealmente con el tiempo como se puede ver en la figura N°6-11, se llega a la conclusión que la carga almacenada en el

capacitor disminuirá con velocidad constante. Esto significa que la corriente de descarga del capacitor es constante e igual a la de carga. De lo antes dicho y del examen de la figura N°6-11 se puede plantear que la tensión a los bornes del capacitor durante el período de descarga Ec. 6-22 es el valor del zumbido  $V_z$  p-p y

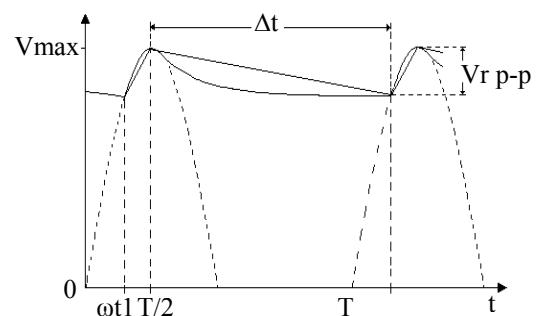


Figura. N°6-11  
Rectificador de (MO) con zumbido  
linealizado

esta relacionada con el valor de la capacidad y la carga perdida durante el tiempo que dura el período de descarga  $\Delta t$ .

$$V_r p - p = \frac{\Delta q}{c} \quad \text{Ec. 6-22}$$

Como la corriente  $I_l$  es constante la variación de la carga se podra poner en función de esta y del tiempo de descarga  $\Delta q = I_l c \times \Delta t$  y reemplazando en la Ec. 6-22 queda:

$$V_r p - p = \frac{I_l c c \Delta t}{c} \quad \text{Ec. 6-23}$$

A partir de la Ec. 6-23 es posible despejar la capacidad y utilizar la ecuación resultante para una estimación del valor de la capacidad. Para ello es necesario determinar el tiempo de descarga  $\Delta t$ . De la figura N°6-11 el tiempo de descarga sera Ec. 6-24

$$\Delta t = \frac{3T}{4} + t_1 \quad \text{Ec. 6-24}$$

Por otra parte de la Ec. 6-21 se puede despejar el valor de  $t_1$  como.

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \operatorname{arc sen} \frac{V_{\max} - V_r p - p}{V_{\max}} \quad \text{Ec. 6-25}$$

Introduciendo el valor de  $t_1$  en la Ec. 6-24 se tiene.

$$\Delta t = \frac{3T}{4} + \frac{1}{\omega} \operatorname{arc sen} \frac{V_{\max} - V_r p - p}{V_{\max}} \quad \text{Ec. 6-26}$$

De la Ec. 6-23 se puede despejar la capacidad.

$$c = \frac{I_l}{V_r p - p} \Delta t \quad \text{Ec. 6-27}$$

Combinando las Ec. 6-26 y Ec. 6-27 y considerando que  $T/4 = \pi/2$  se obtiene una expresión de la capacidad Ec. 6-28 que permite estimar su valor para el caso de diseño.

$$c = \frac{I_l}{\omega V_r p - p} \left[ \frac{3\pi}{2} + \operatorname{arc sen} \left( 1 - \frac{V_r p - p}{V_{\max}} \right) \right] \quad \text{Ec. 6-28}$$

Para el caso de onda completa se tendrá.

$$\Delta t = \frac{T}{4} + t_1 \quad \text{Ec. 6-29}$$

Por lo que la expresión de  $C$  sera.

$$c = \frac{Il}{\omega Vr p - p} \left[ \frac{\pi}{2} + \arcsin \left( 1 - \frac{Vr p - p}{V_{\max}} \right) \right] \quad \text{Ec. 6-30}$$

Si bien las expresiones vistas en este apartado permite determinar el valor de la capacidad para los circuitos media onda y onda completa, se debe tener presente que estos cálculos son aproximados dado que fue necesario realizar una linealización de su respuesta. En general, esta aproximación es suficiente, pero es recomendable tener en cuenta esta situación al momento de implementar el circuito con el objeto de realizar la comprobación y corrección de ser necesaria.

Existen otros métodos de cálculo numérico o gráfico de los componentes de los circuitos rectificadores todos ellos aproximados. Uno de los más difundido del cual hay abundante bibliografía son las curvas de "Shade" las cuales permiten determinar las características del transformador, diodos y capacitores también en forma aproximada. Esto es porque se deben suponer algunos parámetros desconocidos antes del diseño. En general cuando se utilice como fuente primaria con el fin de suministrar energía a un regulador lineal se deberá tener en cuenta la resistencia interna de la fuente (básicamente la del transformador y diodos), la mínima tensión necesaria para el funcionamiento del regulador, la máxima tensión admisible en la entrada por el regulador y el máximo zumbido admisible.

### 6-3-1b Ejemplo N°2: Filtro con entrada capacitiva.

En el circuito de la figura 6-9 se sabe que el transformador está conectado a la línea de 220V posee una relación de transformación de  $n = 18,33$ . Además el ripple sobre la carga  $R_l = 10[\Omega]$  es de  $V_{r p-p} = 3[V]$ .

Se desea conocer:

- a) La tensión continua sobre la carga  $V_{cc}$ .
- b) La corriente continua por la carga  $I_{lcc}$ .
- c) La capacidad necesaria para obtener el ripple deseado.
- d) El valor del pico de corriente que circula por el diodo en cada ciclo de recuperación de carga del capacitor.
- e) Tensión inversa máxima que soporta el diodo y f) Máxima tensión de trabajo del capacitor.

Solución: A partir de la tensión eficaz de línea y de la relación de transformación se puede calcular la tensión de

$$V_s = \frac{V_p}{n} = \frac{220V}{18,33} = 12V \quad \text{luego} \quad V_{s \max} = V_s \times \sqrt{2} = 16,92V$$

salida máxima  $V_s \max$  del transformador de la figura N° 6-5.

a) De la Ec 6-19 se tiene que el vapor aproximado de la  $V_{cc}$  (la tensión de la barrera del diodo  $VD = 0,7V$ ) será:

$$V_{cc} = V_{s \max} - \frac{V_{r p-p}}{2} - VD = 16,92V - 1,5V - 0,7V = 14,72V$$

b) La corriente continua por la carga es

$$I_{lcc} = \frac{V_{cc}}{R_l} = \frac{14,72V}{10\Omega} \approx 1,5A$$

c) La capacidad se determina de la Ec 6-28

$$c = \frac{Il}{\omega Vr p - p} \left[ \frac{3\pi}{2} + \arcsin \left( 1 - \frac{Vr p - p}{V_{\max}} \right) \right] = \frac{1,5A}{2\pi \times 50Hz \times 3V} \left[ \frac{3\pi}{2} + \arcsin \left( 1 - \frac{3V}{16,92V} \right) \right] = 9040\mu F$$

d) El valor del pico de corriente que circula por el diodo estará dado por la Ec 6-18 pero previamente se debe calcular el valor del ángulo de conducción del diodo mediante la Ec 6-21.

$$\omega t_1 = \arcsin \frac{V_{\max} - V_{r p-p}}{V_{\max}} = \arcsin \frac{16,92V - 3V}{16,92} = 0,9661rad$$

$$Id_{\max} = V_{\max} \left( \omega c \cos \omega t_1 + \frac{\sin \omega t_1}{Rl} \right) = 16,92V \left( 2\pi \times 50 \times 0,009 \cos 0,9661 + \frac{\sin 0,9661}{10\Omega} \right) = 28,58A$$

e) Si se supone que el capacitor está prácticamente cargado a la tensión máxima entonces cuando el diodo este en estado de no conducción la tensión a sus bornes será  $2V_{\max} = 2 \times 16,92 = 33,84V$ .

f) Por lo dicho en el punto anterior se desprende que será  $V_{\max} = 16,92V$

### 6-3-2a Filtro de entrada inductiva LC.

Si se desea disminuir el valor del zumbido en el filtro de entrada capacitiva será necesario aumentar el valor de la capacidad. Existe un límite práctico para esta estrategia puesto que al aumentar la capacidad se incrementa su volumen y costo. Además como ya se mencionó en el apartado anterior al aumentar la capacidad se incrementan los pulsos de corriente a través del diodo y por lo tanto los requerimientos del diodo y del transformador.

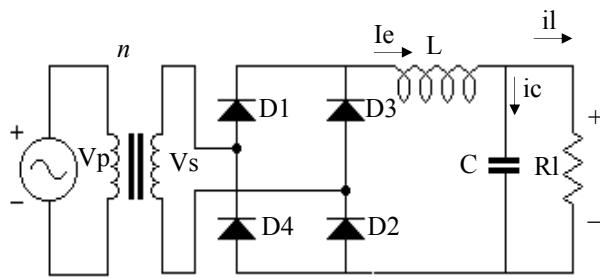


Figura. N°6-12  
Rectificador de (OC) con filtro LC

En este filtro, el conjunto LC se opone a las variaciones de la tensión y la corriente, por lo tanto puede actuar como un eficaz atenuador de las armónicas presentes en el zumbido. Por esta razón debe diseñarse de modo que se garantice una buena atenuación de la primera componente de alterna (del doble de la frecuencia de red en OC ver figura N°6-4 y Ec. 6-14). De este modo la reactancia inductiva deberá ser alta a la frecuencia  $2w$  y la reactancia capacitativa será baja a la misma frecuencia. Las componentes de mayor frecuencia son de menor valor y serán atenuadas con mayor eficiencia por el filtro.

Por el momento supondremos que la corriente de entrada al filtro  $Ie$  en ningún instante es cero dado que si así fuera el comportamiento de la inductancia obligaría a plantear otras condiciones de funcionamiento, sobre esta posibilidad se volverá más adelante.

A continuación se analizará el efecto de este filtro sobre la componente alterna  $2w$ . De la Ec. 6-13 se extrae el primer término y el segundo

$$V_{cc} = \frac{2V_{\max}}{\pi} \quad Vl(2w) = \frac{4V_{\max}}{3\pi} \cos 2\omega t \quad \text{Ec. 6-31}$$

Para un filtrado efectivo se debe procurar que toda la corriente producida por  $Vl(2w)$  se derive a través del capacitor, por lo que este deberá cumplir la condición.

$$\frac{1}{2\omega c} \ll Rl \quad \text{Ec. 6-32}$$

De este modo se puede despreciar  $Rl$  y la componente de  $Vl(2w)$  será.

$$Vl(2\omega) = -\frac{4V_{\max}}{3\pi} \cos 2\omega t \begin{vmatrix} -\frac{j}{2\omega c} \\ j2\omega L - \frac{j}{2\omega c} \end{vmatrix} \quad \text{Ec. 6-33}$$

O sea.

$$Vl(2\omega) = -\frac{4V_{\max}}{3\pi(1-4\omega^2 LC)} \cos 2\omega t \quad \text{Ec. 6-34}$$

En general se procura que.

$$\omega L \gg \frac{1}{\omega C} \quad \text{de modo que} \quad 4\omega^2 LC \gg 1 \quad \text{Ec. 6-35}$$

Entonces finalmente.

$$Vl(2\omega)_{\max} = \frac{V_{\max}}{3\pi\omega^2 LC} \quad \text{Ec. 6-36}$$

Si se supone que esta componente por su valor es la única que se considera como zumbido, de la Ec 6-36, se tiene que el zumbido pico a pico sera Ec. 6-37 y su forma aproximadamente senoidal. Como antes se mencionó, este planteo es bastante lógico puesto que de la figura N° 6-4 se puede verificar que la amplitud de la componente 4w es 20 veces menor que la de 2w.

$$Vr p - p = 2Vl(2\omega)_{\max} = 2 \frac{V_{\max}}{3\pi\omega^2 LC} \quad \text{Ec. 6-37}$$

A continuación se podrá analizar el caso para el cual la corriente por el inductor sea cero. Previamente se deberá tener en cuenta que los diodos evitan que la corriente a través de la inductancia sea negativa por lo que esta posibilidad no existe. Pero como se ve en la figura N° 6-13 la corriente puede llegar a cero durante un instante si la corriente de carga  $I_{LCC}$  disminuye demasiado como para que la corriente de zumbido en oposición a la  $I_{LCC}$  haga nula la corriente total.

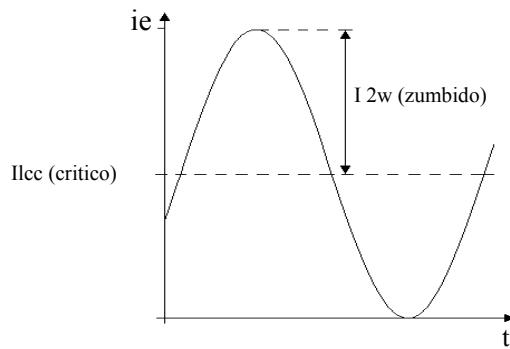


Figura. N°6-13  
Corriente crítica por la inductancia

Para esta condición de funcionamiento la mínima corriente de carga se llama crítica y se debe procurar que no disminuya de este valor para evitar el corte de la circulación a través de la inductancia.

De la figura N°6-14 y considerando como zumbido solo la componente 2w de la serie de Fourier para OC se puede plantear la Ec. 6-38

$$ie = \frac{2V_{\max}}{\pi Rl} - \frac{4V_{\max}}{3\pi} \frac{1}{2\omega L} \left( \cos 2\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad \text{Ec. 6-38}$$

Se debe evitar que el valor pico de la componente de alterna de la corriente supere el valor de la componente de continua o sea que:

$$I_{dc} \geq I_2 \omega (zumbido) \quad o \quad \frac{2V_{max}}{\pi Rl} \geq \frac{2V_{max}}{3\pi\omega L} \quad \text{Ec. 6-39}$$

De donde la mínima inductancia (llamada inductancia crítica) que cumplirá esta condición será :

$$L(\text{crítica}) \geq \frac{Rl}{3\omega} \quad \text{Ec. 6-40}$$

Se debe procurar que la corriente de carga no disminuya del valor crítico puesto que si esto sucede la tensión de

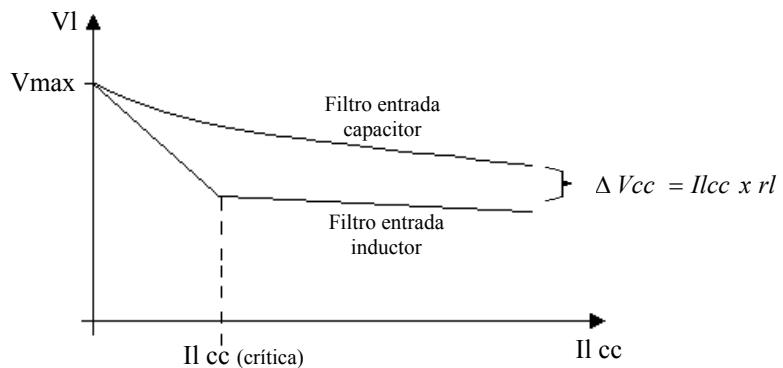


Figura. N°6-14  
Regulación de los filtros con entrada C y L

salida aumentará bruscamente tendiendo al valor máximo. En la figura N°6-14 se representa la abrupta variación de la tensión de salida para corrientes por debajo de  $Il_{cc}$  crítica. Por tal circunstancia en algunos casos se coloca a la salida del filtro una carga extra llamada sangría que garantiza un consumo mínimo igual al valor de la corriente crítica.

Con el objeto de realizar una comparación, en la misma figura, se puede ver que para el mismo rectificador la respuesta con el filtro de entrada capacitiva presenta una variación más suave debido a la poca variación de la resistencia interna de este filtro.

Por otra parte se advierte que la regulación en el filtro inductivo es mejor que en el capacitivo por debajo de  $Il_{cc}$  crítica.

Además debido a la resistencia óhmica de la inductancia ( $rl$ ) habrá una diferencia de potencial entre una salida y la otra indicada en la figura N°6-14 como  $\Delta V_{cc} = Il_{cc} \times rl$ .

En la práctica es necesario diseñar la inductancia de modo que admita la circulación de corriente continua. Esto último plantea una complicación adicional a este filtro puesto que se deberá agregar un paso mas al procedimiento de diseño del filtro, mientras que comercialmente se consigue una gran variedad de capacitores para casi todos los requerimientos de filtros capacitivos. Existen varios métodos prácticos de diseño, incluso softwares aptos para el diseño de estos inductores.

Mas haya de estas diferencia el desempeño de ambos filtros es aceptable para la mayoría de las aplicaciones, por lo cual la elección de uno de ellos para un uso determinado se basa en cuestiones económicas, peso o tamaño. En general para bajas o medias potencias se utiliza el de entrada capacitiva y para altas potencias el de entrada inductiva.

### 6-3-2b Ejemplo N°3: Filtro con entrada inductiva.

Se solicita analizar el circuito de la figura 6-12 si se sabe que la tensión eficaz del secundario del transformador  $V_s = 6V$  a 50Hz . Además el ripple sobre la carga  $Rl = 20[\Omega]$  es de  $V_r \text{ p-p} = 0,5[V]$ .

Se desea conocer: a) La tensión continua sobre la carga  $V_{cc}$ . b) La capacidad necesaria si se supone que su

reactancia es 20 veces menor que  $R_l$ . c) La inductancia necesaria para el valor de ripple deseado. d) El valor de la inductancia crítica (mínima) que garantiza que la corriente por el inductor no sea cero

Solución: A partir de la tensión eficaz del secundario del transformador se puede calcular la tensión de salida máxima  $V_s \text{ max}$  en la figura N° 6-12.

$$V_s \text{ max} = V_s \times \sqrt{2} = 6V \times \sqrt{2} = 8,5V$$

a) Con el valor de  $V_s \text{ max}$  se puede calcular el valor de  $V_{cc}$  suponiendo que a causa del filtrado solo queda como ripple la componente de Fourier de mínima frecuencia 100Hz y de amplitud  $V_r \text{ p-p} = 0,5 \text{ V}$ .

Por lo tanto

$$V_{cc} = V_s \text{ max} - \frac{V_r \text{ p-p}}{2} - 2VD = 8,5V - 0,25V - 1,4V = 6,9V$$

b) De la Ec 6-32 .

$$\frac{1}{2\omega c} \ll R_l$$

En la que se supone un factor de diferencia entre  $X_c$  y  $R_l$  de 20. Luego

$$c = \frac{1}{2\pi R_l} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 20\Omega} = 80 \mu F$$

c) A partir de la Ec 6-37 se puede despejar el valor de la inductancia necesaria

$$V_r \text{ p-p} = 2 \frac{V \text{ max}}{3\pi\omega^2 LC} \Rightarrow L = 2 \frac{V_s \text{ max} - 2VD}{3\pi\omega^2 V_r \text{ p-p} C}$$

$$L = 2 \frac{6,9V - 1,4V}{3\pi(2 \times \pi \times 50)^2 \times 0,5V \times 0,000080F} = 150 \text{ mH}$$

d) La Ec 6-37 expresa el valor mínimo que podrá tener el valor de la inductancia crítica

$$L(\text{crítica}) = \frac{R_l}{3\omega} = \frac{20}{3 \times 2\pi \times 50} = 22 \text{ mH}$$

#### 6-4 Características técnicas de diodos rectificadores de baja potencia.

(\*) Para más información consultar el apéndice N° 1

A continuación se presentan algunos de los parámetros más usuales en la elección de diodos rectificadores para fuentes de alimentación de baja potencia.

Esta información representa los parámetros típicos de los diodos de la familia 1N4000, 1N5400 y serie 6(F)R.

**Tensión de pico inversa no repetitiva  $V_{RSM}$**  (Non-repetitive peak reverse voltage).

Máximo valor permitido de tensión inversa para pico no repetitivo. Estos picos deben ser transitorios ocasionales

**Tensión de pico inversa repetitiva  $V_{RRM}$**  (Repetitive peak reverse voltage).

Máximo valor permitido de tensión inversa para pico repetitivo.

**Tensión continua de bloqueo  $V_R$**  (Direct blocking voltages ).

Máxima tensión continua inversa permitida que garantiza un funcionamiento satisfactorio del diodo. Este valor puede estimarse como  $V_R = 0,7 V_{RRM}$ .

**Corriente media directa I<sub>FAV</sub>** (Mean forward current)

Este parámetro se usa para referirse en general al valor de la corriente media y al valor máximo de esta corriente. Estos son valores límites máximos absolutos continuos para el diodo cargado con una forma de onda de corriente y condición de disipación determinada. (por ejemplo temperatura de carcasa).

A este valor de corriente, la temperatura máxima de juntura permitida se alcanza sin ningún margen de error o sobrecarga.

La corriente continua máxima recomendada es aproximadamente 0,8 I<sub>FAV</sub>, para una frecuencia comprendida entre 40[Hz] y 200 [Hz]

Si se utiliza un rectificador estándar a frecuencias entre 200 [Hz] y 500 [Hz] se deberá considerar una reducción adicional a la corriente de salida para compensar las perdidas por commutación las que no son despreciables a estas frecuencias para este tipo de dispositivo.

**Corriente directa de pico no-repetitivo I<sub>FSM</sub>** (Non-repetitive Peak Forward Surge Current)

Es el valor de cresta de un pico de corriente con forma de onda senoidal de medio ciclo que dura 10[ms] u 8[ms] según se especifique.

**Corriente directa de pico repetitivo I<sub>FRM</sub>** (Repetitive Peak Forward Surge Current). Es el valor de cresta de un pico de corriente repetitivo cuya duración está comprendido entre 1[ms] y 10[ms]

**Corriente eficaz directa I<sub>FRMS</sub>**. (Max. RMS forward Current )

Al igual que en el caso de la corriente media este parámetro se usa para referirse al valor de la corriente eficaz y al valor máximo de esta. También estos valores límites son máximos absolutos para conducción continua y alguna alternativa de forma de onda de corriente y condiciones de disipación.

**Parámetro para calculo de fusible i<sup>2</sup>t** (Rating for fusing) Este valor se suministra como ayuda para el diseño y selección del fusible más conveniente para proveer protección contra daños por cortocircuitos. Se especifica en función de la temperatura normalmente entre 25°C y 125°C

El valor de este parámetro en el fusible deseado para la tensión de entrada y la probable corriente de cortocircuito del equipo debe ser menor que el del diodo para t = 10[ms]

Cuando se incrementa la temperatura de operación, el valor de i<sup>2</sup>t del fusible cae más rápidamente que el valor i<sup>2</sup>t del diodo, generalmente esto se corrige compensando los valores i<sup>2</sup>t de ambos para 25°C.

**Corriente continua inversa I<sub>RD</sub>**. (Maximum leakage current ) leakage: fuga

Es la máxima corriente continua inversa para una temperatura dada y para la máxima tensión inversa aplicada. Este valor depende exponencialmente de la temperatura.

**Tensión continua directa V<sub>F</sub>** (Forward voltaje o Max. Forward voltaje )

Es la máxima tensión directa entre los terminales para una corriente dada y a 25°C.

**Tensión umbral V(TO) y Pendiente de resistencia directa rT**. (Value of threshold voltage. Value of forward slope resistance )

Estos valores definen las características directas de límite superior y son usados para calcular el valor instantáneo de la potencia disipada del diodo en conducción directa PF o la potencia media disipada en conducción directa

$$P_{FAV} \cdot PF = V(TO) \cdot IF + rT \cdot IF^2$$

$$P_{FAV} = V(TO) \cdot I_{FAV} + rT \cdot I_{FRMS}^2$$

$$\frac{I_{FRMS}^2}{I_{FAV}^2} = \frac{360^\circ}{\theta} \text{ (para onda cuadrada)}$$

$$\frac{I_{FRMS}^2}{I_{FAV}^2} = 2,5 \dots o \left( \frac{\pi}{2} \right)^2 \frac{180^\circ}{\theta} \text{ (para media onda senoidal)}$$

Donde

θ : Es el ángulo de conducción de la corriente a través del diodo

IF : Valor instantáneo de la corriente directa.

I<sub>FRMS</sub> : Valor eficaz de la corriente directa.

IFAV : Corriente directa media

**Resistencia térmica  $R_{th(x-y)}$**  (Max. Thermal Resistance x-y) [ $^{\circ}\text{K}/\text{W}$ ]

**Impedancia Térmica  $Z_{th(x-y)}$**  (Maximum Transient Thermal Impedance x-y) [ $^{\circ}\text{K}/\text{W}$ ]

La resistencia o impedancia térmica que existe entre los puntos x e y que se opone a la circulación del calor entre dichos puntos.

Los subíndices mas usados son los siguientes

j : Juntura

c: Carcasa / placa metálica.

s : Disipador.

r : Punto de referencia.

a : Ambiente.

De acuerdo a esto la resistencia térmica juntura a carcasa se escribiría  $R_{th(j-c)}$

Los parámetros arriba mencionados son algunos de los que normalmente son consultados a la hora de seleccionar diodos rectificadores para fuentes de baja potencia.

Algunas características extractas de la hoja de datos de la familia de rectificadores 1N400X de Semikron.

Type	Repetitive peak reverse voltage $V_{RRM}$ V	Surge peak reverse voltage $V_{RSM}$ V	Max. reverse recovery time $I_F = - A$ $I_R = - A$ $I_{RR} = - A$ $t_{rr}$ ns	Max. forward voltage $V_F^{2)}$
1N 4001	50	50	-	1,1
1N 4002	100	100	-	1,1

**Absolute Maximum Ratings**  $T_c = 25 \text{ } ^{\circ}\text{C}$  unless otherwise specified

Symbol	Conditions	Values	Units
$I_{FAV}$	Max. averaged fwd. current, R-load, $T_A = 75 \text{ } ^{\circ}\text{C}$ <sup>1)</sup>	1	A
$I_{FRM}$	Repetitive peak forward current $f > 15 \text{ Hz}$ <sup>1)</sup>	10	A
$I_{FSM}$	Peak forward surge current 50 Hz half sinus-wave <sup>3)</sup>	50	A
$i^2t$	Rating for fusing, $t < 10 \text{ ms}$ <sup>3)</sup>	12,5	$\text{A}^2\text{s}$
$R_{thA}$	Max. thermal resistance junction to ambient <sup>1)</sup>	45	K/W
$R_{thT}$	Max. thermal resistance junction to terminals <sup>1)</sup>	-	K/W

Figura. N°6-15  
Extracto de la hoja de datos del rectificador 1N400X

## 6-5 Ejemplo N° 4 Diseño de un circuito rectificador con filtro de zumbido.

En el proceso de diseño de un circuito rectificador y su filtro normalmente se calcula primero el capacitor en función del zumbido y la corriente continua requerida a la salida del filtro. Luego se dimensionan los valores del transformador según el circuito rectificador seleccionado y por ultimo con estos valores se procede a la selección del diodo y la protección que sea capaz de cumplir con las condiciones planteadas.

En el siguiente ejemplo se plantea el diseño de un rectificador de onda completa con punto medio dado que en la practica junto al circuito puente son los mas utilizados respecto al de media onda, esto es debido a que este último requiere de capacitores y diodos comparativamente mas grandes para lograr los mismos resultados.

### 6-5-1 Procedimiento de diseño.

Diseñar una fuente primaria sobre la base de un **rectificador de onda completa con transformador de punto medio figura N°6-16 utilizando filtro con entrada capacitiva**

Los requisitos para el diseño son  $V_{cc} = 12[V]$ ,  $I_{lcc} = 0,45[A]$ ,  $V_r p-p = 1,2[V]$  y temperatura de trabajo  $70^\circ C$ .

Se pide especificar los parámetros necesarios para seleccionar el transformador, los diodos rectificadores y el capacitor de filtro.

#### Calculo del valor de la capacidad necesaria:

Para ello se puede usar la Ec6-30 que permite obtener el zumbido deseado en función de la capacidad.

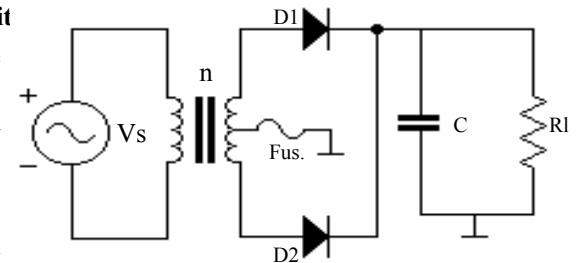


Figura. N° 6-16

Circuito propuesto para el diseño

Previamente mediante la Ec 6-19 se deberá determinar el valor de  $V_{max}$  sobre la capacidad.

$$V_{max} = V_{cc} + \frac{V_r p-p}{2}$$

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

Con el valor calculado de  $V_{max}$  se puede dimensionar el capacitor según la Ec6-30.

$$c = \frac{I_{lcc}}{\omega V_{z p-p}} \left[ \frac{\pi}{2} + \operatorname{arc sen} \left( 1 - \frac{V_{z p-p}}{V_{max}} \right) \right]$$

$$c = \frac{0,45}{2\pi 50 1,2} \left[ \frac{\pi}{2} + \operatorname{arc sen} \left( 1 - \frac{1,2}{12,6} \right) \right] = 0,003224817[F] \equiv 3224,817[\mu F]$$

El valor comercial mas cercano superior es  $3300[\mu F]$  pero la tolerancia suele ser de -10 % al +50%. por lo que puede suceder que tenga un valor levemente inferior al necesario. Ante esta cuestión quizás convenga pasar al valor superior siguiente  $4700[\mu F]$  para tolerancia -10 % al +50%. La alternativa queda a criterio del diseñador dado que puede considerar que el sistema a alimentar tolere más ripple que el planteado inicialmente en las condiciones de diseño.

La **tensión de trabajo del capacitor WVDC** (Working Voltage Direct Current) se elegirá entre los valores comerciales por encima del nivel de continua de trabajo del capacitor tomando un margen de seguridad del 25% aproximadamente.

$$WVDC = V_{cc} \times 1,25 = 15[V] \approx 16[V]$$

Para este caso el valor elegido puede ser  $3300\mu F \times 16 [V]$  o mejor aun  $3300\mu F \times 25 [V]$ .

#### Parámetros necesarios para el diseño del transformador:

Si se considera que la tensión en conducción directa de los diodos rectificadores es  $V_d = 1[V]$ , la tensión máxima suministrada por el transformador será.

$$V_{max t} = V_{max} + 1[V] = 13,6[V] \approx 14[V]$$

Y la corriente eficaz que debe ser capaz de suministrar el secundario se puede suponer como igual a la mitad valor medio de la corriente  $I_{lcc}$  especificado en los datos mas un coeficiente de tolerancia de 0,80 (dado que cada diodo aporta la mitad).

$$I_{ef\ trafo} \approx \frac{Ilcc}{2 \times 0,80}$$

$$I_{ef\ trafo} \approx \frac{0,45}{2 \times 0,80} = 0,3 [A]$$

Se debe diseñar un transformador de 220 [V] a 10[V] + 10[V] aproximadamente y capaz de suministrar 0,3 [A] o mas por rama.

#### Selección de Diodos:

En el caso del diodo rectificador se puede estimar el valor de los pulsos de corriente repetitiva y no repetitiva de la siguiente manera.

Para los pulsos repetitivos previamente se debe calcular de la Ec. 6-21 el valor del ángulo  $\omega t_1$ .

$$\omega t_1 = \arcsen \frac{V_{max} - V_z p - p}{V_{max} t}$$

$$\omega t_1 = \arcsen \frac{13,3 - 1,20}{13,3} = 1,1427 \text{ rd}$$

La corriente directa de pico repetitivo  $IFRM$  que deberá soportar cada diodo se obtendrá de la Ec. 6-18.

$$Id_{max} = V_{max} t \left( \omega c \cos \omega t_1 + \frac{\operatorname{sen} \omega t_1}{Rl} \right)$$

$$Id_{max} = 13,6 \left( 2 \pi 50 \cdot 0,0033 \cdot \cos 1,1427 + \frac{\operatorname{sen} 1,1427}{26,6666} \right) = 6,25 [A]$$

Mientras que la corriente directa de pico no-repetitivo  $IFSM$  que deberá suministrar cada uno de los diodos se puede estimar como 30 veces la corriente media directa para onda completa (60 para MO).  
Osea

$$Id_{pico-no-rep.} = 30 \times \text{corriente media directa } IFAV$$

$$Id_{pico-no-rep.} = 30 \times 0,45 [A] = 13,5 [A]$$

La tensión de pico inversa repetitiva  $V_{RRM}$  será dos veces la tensión pico suministrada por el transformador.

$$V_{RRM} = 2 \cdot V_{max} \text{ t o sea } V_{RRM} = 2 \cdot 14 [V] = 28 [V].$$

Por ultimo la corriente continua máxima que deberá suministrar el diodo según recomienda el fabricante será

$$IFAV = \frac{Ilcc}{0,8}$$

O sea

$$IFAV = \frac{0,45 [A]}{2 \times 0,8} = 0,3 [A]$$

A continuación conocidos los parámetros  $IFRM$ ,  $IFSM$ ,  $IFAV$  y  $V_{RRM}$  se pueden seleccionar los diodos rectificadores, en este caso de la observación de las hojas de datos resulta que cualquier diodo de la familia de la 1N400X resulta adecuado para este circuito. Por tratarse de un ejemplo de un circuito básico el resto de los parámetros (salvo el  $I^2t$  para el calculo del fusible) no se consideran en la selección de los diodos.

### 6-5-2 Simulación y ensayo de laboratorio del rectificador con filtro capacitivo.

El circuito resultante del diseño se representa con el valor de sus componentes en la figura N°6-17 y se trata del esquemático a utilizar para la simulación del mismo.

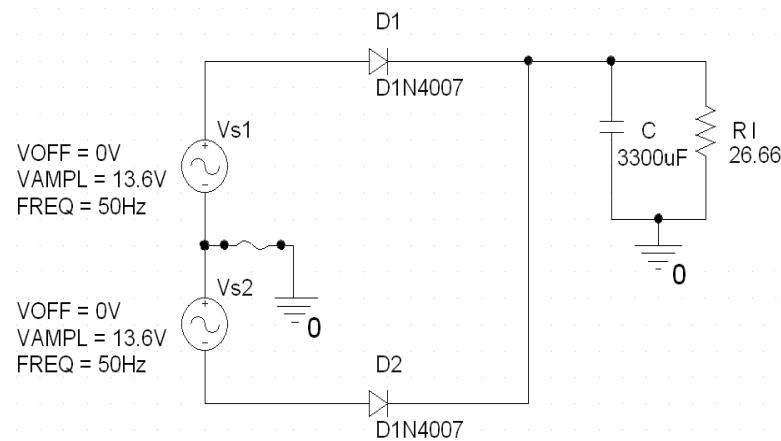


Figura. N° 6-17  
Diagrama esquemático para la simulación del diseño

Las condiciones de simulación se eligieron [Por ejemplo para Spice como : Análisis type → Time Domain (transient), Run to time = 30ms y Start saving data alter = 0ms] de manera que se permita visualizar los pulsos de corriente a través de cada uno de los diodos incluyendo el momento de encendido de la fuente en el cual se produce un pulso de corriente no repetitivo. El objetivo es comparar los resultados de la simulación con los obtenidos del diseño en el apartado anterior (6-5-1).

En la figura 6-18 se pueden observar las formas de onda resultante de las que se puede concluir que las formas son bastante aproximadas a las supuestas pero existen algunas diferencias en los valores esperados.

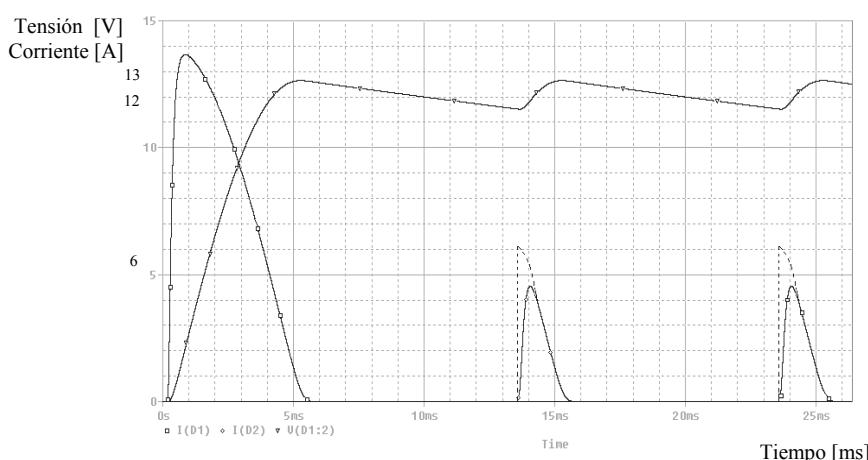


Figura. N° 6-18  
Formas de onda de la tensión de salida y corriente por los diodos

En el caso del pulso no repetitivo se obtiene un valor muy similar al esperado, pero se debe aclarar que en otros casos la diferencia puede ser mayor porque se trata de un valor estimado en forma empírica. Los pulsos de corriente repetitiva a través de los diodos parecen ser de menor valor al calculado, pero si se proyecta mediante una línea de trazos para lograr la forma ideal se puede notar que el valor del pico del pulso alcanza aproximadamente el valor teórico calculado. Esta diferencia se debe a que el valor calculado supone que los diodos reaccionan instantáneamente para cambiar su estado de no conducción a conducción y viceversa. Además (como se verá en el apartado siguiente) estos pulsos de corriente sufirán modificaciones en su valor debido a

otros factores no considerados en la primera simulación como por ejemplo la resistencia de perdida del transformador.

Los valores medidos con el cursor del simulador son : Tensión continua de salida  $V_{cc} = 12,07[V]$ , tensión pico a pico del ripple  $V_{zp-p} = 1,13[V]$ , corriente de pico repetitiva a través de los diodos  $Id_{max} = 4,43[A]$  y corriente de pico no repetitiva  $I_{pico\ no-rep} = 13,65[A]$ .

En la figura N° 6-19 se muestra la forma de onda de la corriente en la carga y la de carga y descarga del capacitor del filtro.

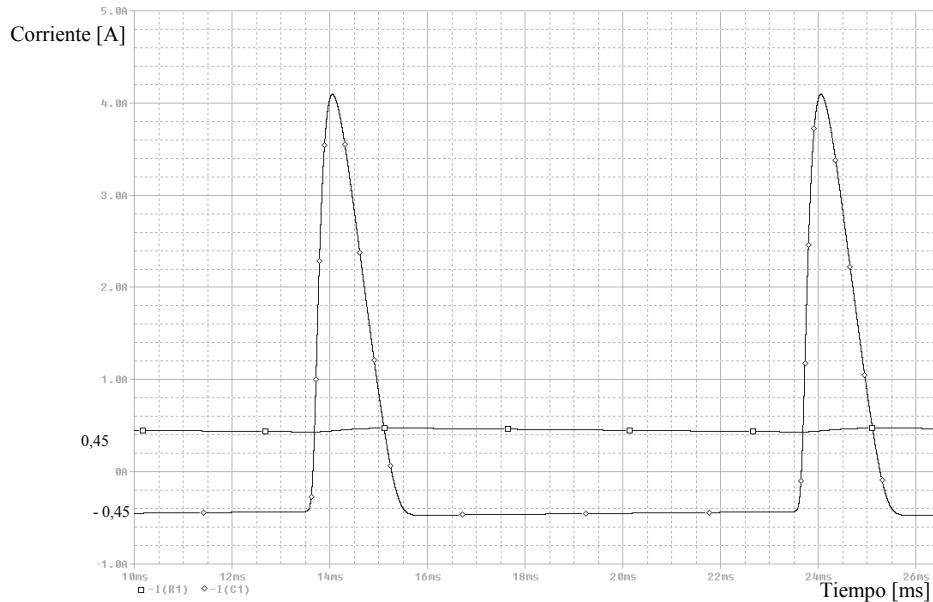


Figura. N° 6-19  
Formas de onda de la corriente de carga y corriente por el capacitor

Se puede notar que la corriente a través de la carga tiene la forma de onda de la tensión sobre la misma dado que  $RL$  es una resistencia pura. Esta situación sería muy distinta si la carga tuviera alguna componente reactiva, dado que en ese caso el análisis sería un poco más complicado. También se pueden ver los pulsos de corriente que cargan el capacitor y la corriente de descarga del mismo que mantiene la circulación de corriente por la carga en los tiempo de no conducción de los diodos.

#### Ensayo de laboratorio:

Para el ensayo se utilizaron los mismos componentes que en el caso de la simulación con pequeños ajustes en sus valores de acuerdo a los elementos disponibles. En la figura N° 6-20 se pude observar el circuito final montado para el ensayo.

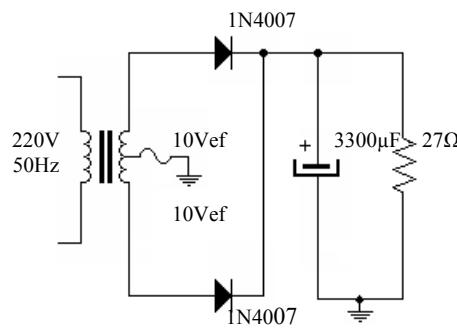


Figura. N° 6-20  
Circuito final para el ensayo de laboratorio

Para las mediciones y visualización de las formas de onda de los pulsos de corriente se emplearon un osciloscopio digital RIGOL modelos DS1052E de dos canales de 50 MHz y 1GSa/s. Como punta de prueba de corriente se utilizó una tipo pinza FLUKE 80i-110s AC/DC.

En uno de los canales se visualizó la tensión de salida (CH1) sobre la resistencia de carga y en el restante (CH2) el puso de encendido no repetitivo y los pulsos repetitivos a través de los diodos.

En la figura N° 6-21 se muestra la captura de las dos formas de onda simultáneamente.

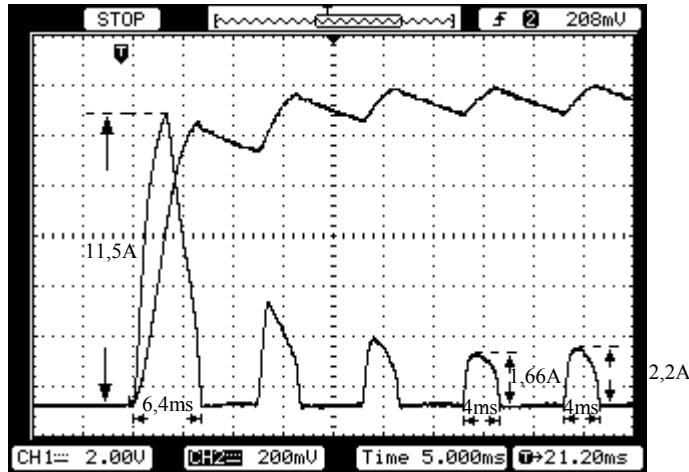


Figura. N° 6-21  
Captura del ensayo de laboratorio

Se notan diferencias en el valor pico de los pulsos respecto al valor calculado y simulado esto se puede deber al la resistencia interna del transformador utilizado (de aproximadamente  $0,4 \Omega$  por rama). Por otra parte se puede observar que los pulsos repetitivos no tiene la misma amplitud interpretándose esto como asimetrías entre las dos ramas del transformador.

Finalmente con estos datos se construyó la tabla N° 6-1 en la cual se ve una comparación entre alguno de los parámetros de selección de los diodos y los de la familia 1N400X, quedando pendiente para cuando se calcule el fusible la determinación del parámetro  $I^2t$ .

Parámetros básicos de selección	$IFAV$	$IFRM$	$IFSM$	$V_{RRM}$
Diseño simulación o ensayo	0,3A Diseño	2,2A Simulación y ensayo	10A(5,4ms) a 22A(3,2ms) Ensaya	28V Diseño
Familia 1N400X	1A	10A	50A	50V a 1000V

Tabla. N° 6-1  
Comparativa para la selección del diodo.

De los datos del cálculo, simulación y el ensayo del circuito se puede concluir que cualquier diodo de la familia de la 1N400X resulta adecuado para este diseño.

#### Calculo del fusible necesario:

Finalmente como elemento de protección contra sobrecargas se debe calcular el fusible necesario.

Para el caso de las características técnicas para la selección de fusible existen básicamente dos estándar con amplia difusión comercial e industrial, ellos son el UL(Underwriters (asegurador) Laboratories. Inc ) y el IEC (International Electrotechnical Commission).

En nuestro caso no se hará un estudio profundo del tema puesto que no es el objeto principal de este diseño pero se recomienda, llegado el momento, acudir a las normas.

Se supondrá que el tamaño adecuado es el de 20mm de largo por 5mm de diámetro en catucho de vidrio aceptado por los dos estándares.

Los requerimientos de corriente en el fusible son dos, el de estado estable o de régimen continuo y la condición de pulso de corriente no repetitivo. El valor final de corriente para el fusible usado en una aplicación determinada será una combinación de cada uno de ambos efectos. Se debe aclarar que para algunas aplicaciones pueden no ser necesaria consideraciones de pulso de corriente.

Lo aconsejable es determinar por separado el efecto de cada una de las condiciones y definir en función de la peor condición.

Para este caso se propone un fusible de **corte lento** dado que uno de **acción rápida** no sería recomendable debido a la presencia de los pulsos de corrientes que lo harían actuar sin necesidad. Es aconsejable disponer del retardo de los de corte lento.

Para el estado de trabajo con Ilcc se recomienda que el fusible no opere a corrientes de estado estables mayor que 75% del valor de la corriente nominal a 25°C.

$$Ifus = \frac{Ilcc}{0.75}$$

Por otra parte un fusible es en última instancia un elemento sensible a la temperatura. Por lo tanto operando con temperatura tendrá un efecto sobre el desempeño del mismo y su tiempo de vida, así este modo de trabajo debe ser tenido en consideración cuando se selecciona el valor de la corriente del fusible. El valor de la constante de compensación por temperatura  $Ktemp$  se obtiene de la hoja de datos del fusible y se aplica como un factor de seguridad para determinar el porcentaje de reducción de la corriente continua del fusible. En este caso se puede tomar la  $Ktemp \approx 0,96$  a 70°C en el apéndice N°2 se puede ver la hoja de datos con más detalles sobre el cálculo de fusibles.

Si el cálculo es aproximado o no se dispone de la hoja de datos, con el siguiente paso se obtiene una aproximación aceptable pero se deberán realizar ensayos de laboratorio respecto al comportamiento del fusible frente a los pulsos de corriente.

#### Si se aplica la guía de cálculo del apéndice N°2

$$Ifus\ final = \frac{Ilcc}{0.75 Ktemp}$$

$$Ifus\ final = \frac{0,45 [A]}{0,75 \cdot 0,96} = 0,625 [A]$$

Para la condición de régimen del apéndice N°2 se puede seleccionar el fusible de la serie 218 de actuación lenta de la empresa Littelfuse. En este caso se elige la corriente de régimen inmediatamente superior a la  $I fus\ final$ . El fusible elegido será por el momento el código .800 que posee una corriente de régimen de 0,80 A.

En cuanto al comportamiento del fusible respecto a los pulsos de corriente se obtiene del parámetro  $I^2t$ , el cual es una medida de la habilidad del fusible (y por tanto del diodo) para soportar la energía de un pulso de encendido (en este caso).

La energía contenida en un pulso de corriente depende de la forma de onda, el pico de corriente  $I_p$  y la duración  $t_p$  y se puede estimar utilizando la forma de onda más próxima al pulso visualizado en el ensayo del circuito. En nuestro caso si se examina la información del apéndice N°2 se puede asumir que de la gráfica N°2 la forma de onda (c) y su ecuación asociada para el cálculo de la energía del pulso a través del fusible y por ende del diodo correspondiente.

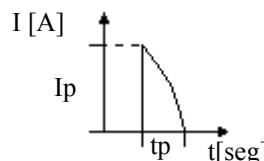


Figura. N° 6-22  
Forma aproximada del pulso

$$I^2t = \frac{1}{3} I_p^2 t_p$$

La  $I_p = I_{FSM}$  se supondrá la medida durante el ensayo para la peor condición  $I_{FSM} = 22[A]$  y el tiempo será  $t_p = 3,2[\text{ms}]$

$$I^2t = \frac{1}{3} (22)^2 \cdot 0,0032 = 0,516 [A^2 \cdot \text{seg}]$$

Por otra parte si se prevé que el evento se repetirá por aproximadamente 100.000 veces durante la vida útil del equipo se debe considerar (de acuerdo a la guía de selección) un coeficiente de seguridad de 0,22. Por lo que el valor de la energía a soportar por el fusible será.

$$I^2t\ final = \frac{0,516 [A^2 \cdot \text{seg}]}{0,22} = 2,346 [A^2 \cdot \text{seg}]$$

Luego algunos fabricantes sugieren que se realice sobre este factor el ajuste por corrimiento térmico Ktemp ≈ 0,96 a 70°C y un coeficiente de seguridad por variaciones de los componentes del circuito de 0,70.

$$I^2 t_{final} = \frac{3,522,346 [A^2 \cdot seg]}{0,70 \times 0,96} = 3,49 [A^2 \cdot seg]$$

Se deberá seleccionar del apéndice N°2 de la hoja de datos un fusible en función de  $I_{fus\ final}$  (0,8A) y que sea capaz de soportar la energía a disipar  $I^2 t_{final}$  y una tensión máxima de trabajo superior a Vmax t = 14[V].

Amp Code	Amp Rating (A)	Voltage Rating (V)	Interrupting Rating	Nominal Cold Resistance (Ohms)	Nominal Melting I <sup>2</sup> t (A <sup>2</sup> sec)
.800	0.8	250		0.0813	3.370

Figura. N° 6-23  
Datos principales del fusible seleccionado en primera instancia

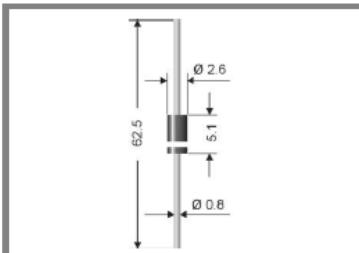
Como se pude ver en la hoja de datos el fusible de la serie 218 DE .800 no cumple con la capacidad de soportar la energía del pulso de corriente y se fundirá en poco tiempo. El límite superior estará dado por el valor máximo de energía del pulso que soporta el diodo que de acuerdo a su hoja de dato es de  $I^2 t = 12,5 A^2 s$ . Esto significa que el fusible deberá fundirse a una energía menor que la del diodo pero mayor a la calculada.

O sea que el fusible seleccionado debe cumplir que  $5,23 A^2 s < I^2 t_{del\ fusible} < 12,5 A^2 s$ . Por lo tanto de la figura N° 6-23 se confirma que el .800 de la serie 218 no es apto. Como se ve en la figura N° 2-24 se puede optar por la serie 213 Time-lag código .800 que se funde para una energía de pulso de  $I^2 t = 9,42 A^2 s$ .

Amp Code	Ampere Rating	Voltage Rating (V)	Interrupting Rating	Nominal Cold Resistance (Ohms)	Nominal Melting I <sup>2</sup> t (A <sup>2</sup> sec)	Nominal Voltage Drop (mV)
.800	0.8	250	35A@250Vac	0.1635	9.42000	250

Figura. N° 6-24  
Datos principales del fusible finalmente seleccionado

Por último cabe aclarar que se podría optar por el fusible de la serie 218 si se admite con criterio práctico que la forma de onda se asemeja a la de la ecuación  $I^2 t = \frac{1}{5} (Ip)^2 \cdot t \Rightarrow su\ valor\ final\ sera \Rightarrow 2,10 [A^2 \cdot seg]$ . Esta cuestión podrá seguramente saldarse haciendo los correspondientes ensayos de laboratorios.

**APÉNDICE N°1 (Fuentes de alimentación parte N° 1)****1N 4001...1N 4007, 1N 4007-1300****Axial lead diode**

**Standard silicon rectifier diodes**

**1N 4001...1N 4007, 1N 4007-1300**

**Forward Current: 1 A**

**Reverse Voltage: 50 to 1300 V**

**Features**

- Max. solder temperature: 260°C
- Plastic material has UL classification 94V-0

**Mechanical Data**

- Plastic case DO-41 / DO-204AL
- Weight approx.: 0.4 g
- Terminals: plated terminals solderable per MIL-STD-750
- Mounting position: any
- Standard packaging: 5000 pieces per ammo

1) Valid, if leads are kept at ambient temperature at a distance of 10 mm from case

2)  $I_F = 1A$ ,  $T_j = 25^\circ C$

3)  $T_A = 25^\circ C$

Type	Repetitive peak reverse voltage $V_{RRM}$ V	Surge peak reverse voltage $V_{RSM}$ V	Max. reverse recovery time $I_F = -A$ $I_R = -A$ $I_{RR} = -A$ $t_{tr}$ ns	Max. forward voltage $V_F^2)$
1N 4001	50	50	-	1,1
1N 4002	100	100	-	1,1
1N 4003	200	200	-	1,1
1N 4004	400	400	-	1,1
1N 4005	600	600	-	1,1
1N 4006	800	800	-	1,1
1N 4007	1000	1000	-	1,1
1N 4007-1300	1300	1300	-	1,1

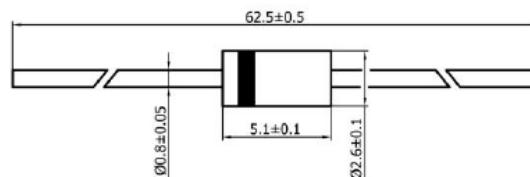
**Absolute Maximum Ratings**  $T_c = 25^\circ C$  unless otherwise specified

Symbol	Conditions	Values	Units
$I_{FAV}$	Max. averaged fwd. current, R-load, $T_A = 75^\circ C$ <sup>1)</sup>	1	A
$I_{FRM}$	Repetitive peak forward current $f > 15$ Hz <sup>1)</sup>	10	A
$I_{FSM}$	Peak forward surge current 50 Hz half sinus-wave <sup>3)</sup>	50	A
$I^2t$	Rating for fusing, $t < 10$ ms <sup>3)</sup>	12,5	A <sup>2</sup> s
$R_{thA}$	Max. thermal resistance junction to ambient <sup>1)</sup>	45	K/W
$R_{thT}$	Max. thermal resistance junction to terminals <sup>1)</sup>	-	K/W
$T_j$	Operating junction temperature	-50...+175	°C
$T_s$	Storage temperature	-50...+175	°C

**Characteristics**  $T_c = 25^\circ C$ , unless otherwise specified

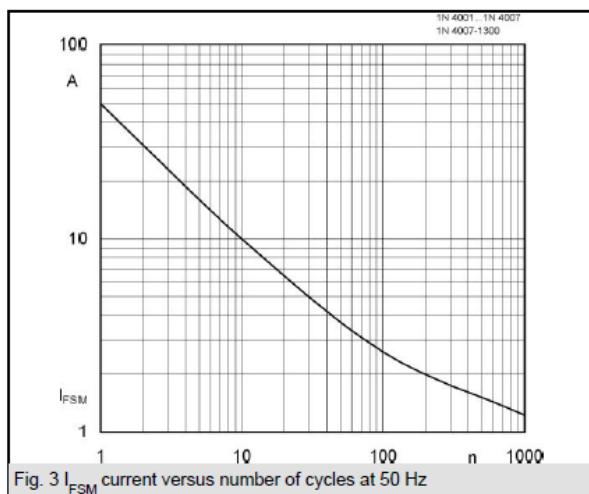
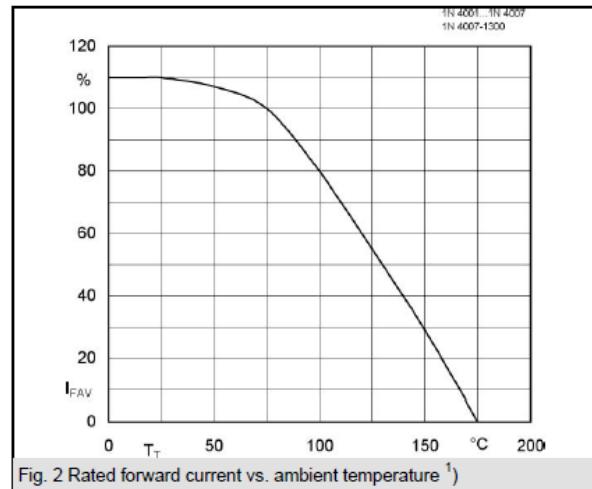
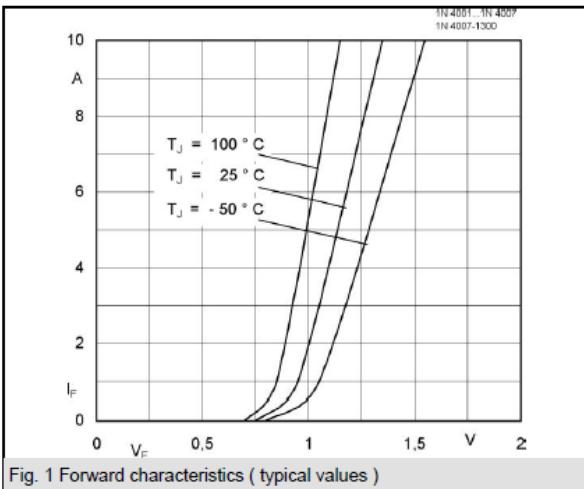
Symbol	Conditions	Values	Units
$I_R$	Maximum leakage current, $T_j = 25^\circ C$ ; $V_R = V_{RRM}$	<5	µA
	$T_j = 100^\circ C$ ; $V_R = V_{RRM}$	<50	µA
$C_J$	Typical junction capacitance (at MHz and applied reverse voltage of V)	-	pF
$Q_{rr}$	Reverse recovery charge ( $U_R = V$ ; $I_F = A$ ; $dI_F/dt = A/ms$ )	-	µC
$E_{RSM}$	Non repetitive peak reverse avalanche energy ( $I_R = mA$ ; $T_j = ^\circ C$ ; inductive load switched off)	-	mJ

Dimensions in mm



case: DO-41 / DO-204AL

## 1N 4001...1N 4007, 1N 4007-1300



**APÉNDICE N°2 (Fuentes de alimentación parte N° 1)****Fuse Selection Guide**

*The application guidelines and product data in this guide are intended to provide technical information that will help with application design. Since these are only a few of the contributing parameters, application testing is strongly recommended and should be used to verify performance in the circuit/application.*

Many of the factors involved with fuse selection are listed below. For additional assistance with choosing fuses appropriate to your requirements, contact your Littelfuse products representative.:.

**Selection Factors**

1. Normal operating current
2. Application voltage (AC or DC)
3. Ambient temperature
4. Overload current and length of time in which the fuse must open
5. Maximum available fault current
6. Pulses, Surge Currents, Inrush Currents, Start-up Currents, and Circuit Transients
7. Physical size limitations, such as length, diameter, or height
8. Agency Approvals required, such as UL, CSA, VDE, METI, MITI or Military
9. Fuse features (mounting type/form factor, ease of removal, axial leads, visual indication, etc.)
10. Fuseholder features, if applicable and associated re-rating (clips, mounting block, panel mount, PC board mount, R.F.I. shielded, etc.)
11. Application testing and verification prior to production

**1. NORMAL OPERATING CURRENT:** The current rating of a fuse is typically derated 25% for operation at 25°C to avoid nuisance blowing. For example, a fuse with a current rating of 10A is not usually recommended for operation at more than 7.5A in a 25°C ambient. For additional details, see RERATING in the previous section and AMBIENT TEMPERATURE below.

**2. APPLICATION VOLTAGE:** The voltage rating of the fuse must be equal to, or greater than, the available circuit voltage. For exceptions, see VOLTAGE RATING.

**3. AMBIENT TEMPERATURE:** The current carrying capacity tests of fuses are performed at 25°C and will be affected by changes in ambient temperature. The higher the ambient temperature, the hotter the fuse will operate, and the shorter its life. Conversely, operating at a lower temperature will prolong fuse life. A fuse also runs hotter as the normal operating current approaches or exceeds the rating of the selected fuse. Practical experience indicates fuses at **room temperature** should last indefinitely, if operated at no more than 75% of catalog fuse rating.

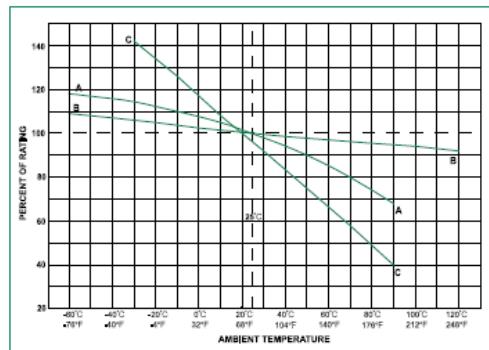
Ambient temperature effects are in addition to the normal re-rating, see example. Example: Given a normal operating current of 2.25 amperes in an application using a 229 series fuse at room temperature, then:

$$\text{Normal Operating Current} = \frac{\text{Catalog Fuse Rating}}{0.75}$$

- or -

$$2.25 \text{ Amperes} = \frac{3 \text{ Amp Fuse (at } 25^\circ\text{C)}}{0.75}$$

This chart shows typical ambient temperature effects on current carrying capacity of Littelfuse products. For specific re-rating information, please consult the product data sheet ([www.littelfuse.com](http://www.littelfuse.com)) or contact a Littelfuse representative.



Curve A: Thin-Film Fuses and 313 Series (.010 to .150A)

Curve B: FLAT-PAK®, TeleLink®, Nano®, PICO®, Blade Terminal and other lead and cartridge fuses

Curve C: Resettable PTC's

<sup>†</sup> Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-[www.stevenengineering.com](http://www.stevenengineering.com)  
© 2009 Littelfuse, Inc.

Specifications are subject to change without notice.

9 Revised: Jan 12, 2009



**4. OVERLOAD CURRENT CONDITION:** The current level for which protection is required. Fault conditions may be specified, either in terms of current or, in terms of both current and maximum time the fault can be tolerated before damage occurs. Time-current curves should be consulted to try to match the fuse characteristic to the circuit needs, while keeping in mind that the curves are based on average data.

**5. MAXIMUM FAULT CURRENT:** The Interrupting Rating of a fuse must meet or exceed the Maximum Fault Current of the circuit.

**6. PULSES:** The general term "pulses" is used in this context to describe the broad category of wave shapes referred to as "surge currents," "start-up currents," "inrush currents," and "transients". Electrical pulse conditions can vary considerably from one application to another. Different fuse constructions may not react the same to a given pulse condition. Electrical pulses produce thermal cycling and possible mechanical fatigue that could affect the life of the fuse. Initial or start-up pulses are normal for some applications and require the characteristic of a Slo-Blo® fuse. Slo-Blo® fuses incorporate a thermal delay design to enable them to survive normal start-up pulses and still provide protection against prolonged overloads. The start-up pulse should be defined and then compared to the time-current curve and  $I^2t$  rating for the fuse. Application testing is recommended to establish the ability of the fuse design to withstand the pulse conditions.

Nominal melting  $I^2t$  is a measure of the energy required to melt the fusing element and is expressed as "Ampere Squared Seconds" ( $A^2 \text{ Sec.}$ ). This nominal melting  $I^2t$ , and the energy it represents (within a time duration of 8 milliseconds [0.008 second] or less and 1 millisecond [0.001 second] or less for thin film fuses), is a value that is constant for each different fusing element. Because every fuse type and rating, as well as its corresponding part number, has a different fusing element, it is necessary to determine the  $I^2t$  for each. This  $I^2t$  value is a parameter of the fuse itself and is controlled by the element material and the configuration of the fuse element. In addition to selecting fuses on the basis of "Normal Operating Currents," "Rerating," and "Ambient Temperature" as discussed earlier, it is also necessary to apply the  $I^2t$  design approach. This nominal melting  $I^2t$  is not only a constant value for each fuse element design, but it is also independent of temperature and voltage. Most often, the nominal melting  $I^2t$  method of fuse selection is applied to those applications in which the fuse must sustain large current pulses of a short duration. These high-energy currents are common in many applications and are critical to the design analysis.

The following example should assist in providing a better understanding of the application of  $I^2t$ .

**EXAMPLE:** Select a 125V, very fast-acting PICO®II fuse that is capable of withstanding 100,000 pulses of current ( $I$ ) of the pulse waveform shown in Figure 1.

The normal operating current is 0.75 ampere at an ambient temperature of 25°C.

**Step 1** — Refer to Chart 1 and select the appropriate pulswaveform, which is waveform (E) in this example. Place the applicable value for peak pulse current ( $i_p$ ) and time ( $t$ ) into the corresponding formula for waveshape (E), and calculate the result, as shown:

$$I^2t = \frac{1}{5} (i_p) = I^2t = \frac{1}{5} (i_p)^2 t$$

$$\frac{1}{5} \times 8^2 \times .004 = 0.0512 A^2 \text{ Sec.}$$

This value is referred to as the "Pulse  $I^2t$ ".

**Step 2** — Determine the required value of Nominal Melting  $I^2t$  by referring to Chart 2. A figure of 22% is shown in Chart II for 100,000 occurrences of the Pulse  $I^2t$  calculated in Step 1. This Pulse  $I^2t$  is converted to its required value of Nominal Melting  $I^2t$  as follows:

$$\text{Nom. Melt } I^2t = \text{Pulse } I^2t / .22$$

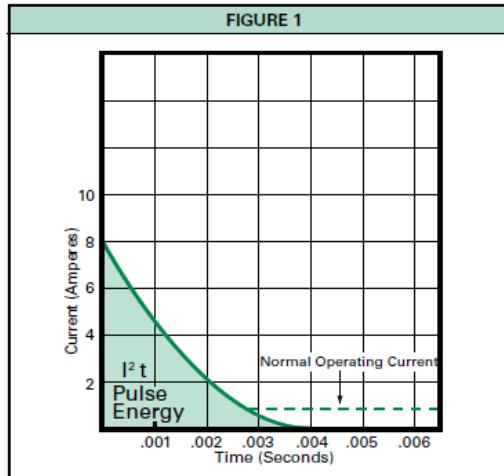
$$0.0512/.22 = 0.2327 A^2 \text{ Sec.}$$

**Step 3** — Examine the  $I^2t$  rating data for the PICO® II, 125V, very fast-acting fuse. The part number 251001, 1 ampere design is rated at 0.256  $A^2 \text{ Sec.}$ , which is the minimum fuse rating that will accommodate the 0.2327  $A^2 \text{ Sec.}$  value calculated in Step 2. This 1 ampere fuse will also accommodate the specified 0.75 ampere normal operating current, when a 25% derating factor is applied to the 1 ampere rating, as previously described.

**7. PHYSICAL SIZE LIMITATIONS:** Please refer to the product dimensions presented in current Littelfuse product data sheets for specific information.

**8. AGENCY APPROVALS:** For background information about common standards, please consult the STANDARDS section of this guide or visit our Design Support web site (<http://www.littelfuse.com/design-support.html>). For specific agency approval information for each Littelfuse product, please refer to the data sheets within this catalog and information presented on [www.littelfuse.com](http://www.littelfuse.com). As agency approvals and standards may change, please rely on the information presented on [www.littelfuse.com](http://www.littelfuse.com) as current information.

**9. FUSE FEATURES:** Please consult the specific product features presented within this catalog and on our web site (<http://www.littelfuse.com>). For additional information and support contact your Littelfuse product representative.



**10. FUSEHOLDER FEATURES AND RERATING:** For information about the range of Littelfuse fuseholders and specific features and characteristics, please consult with a Littelfuse products representative or visit our web site (<http://www.littelfuse.com>).

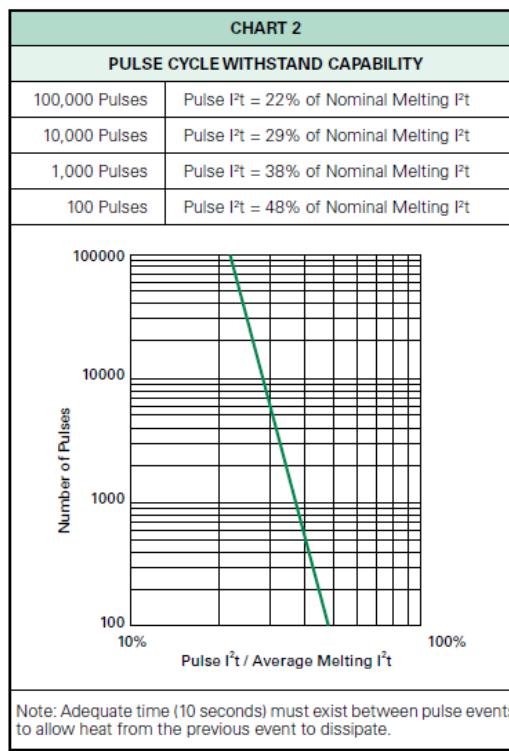
For 25°C ambient temperatures, it is recommended that fuseholders be operated at no more than 60% of the nominal current rating established using the controlled test conditions specified by Underwriters Laboratories. The primary objective of these UL test conditions is to specify common test standards necessary for the continued control of manufactured items intended for protection against fire, etc. A copper dummy fuse is inserted in the fuseholder by Underwriters Laboratories, and then the current is increased until a certain temperature rise occurs. The majority of the heat is produced by the contact resistance of the fuseholder clips. This value of current is considered to be the rated current of the fuseholder, expressed as 100% of rating. Some of the more common, everyday applications may differ from these UL test conditions as follows: fully enclosed fuseholders, high contact resistance, air movement, transient spikes, and changes in connecting cable size (diameter and length). Even small variations from the controlled test conditions can greatly affect the ratings of the fuseholder. For this reason, it is recommended that fuseholders be derated by 40% (operated at no more than 60% of the nominal current rating established using the Underwriter Laboratories test conditions, as previously stated).

**11. TESTING:** The factors presented here should be considered in selecting a fuse for a given application. The next step is to verify the selection by requesting samples for testing in the actual circuit. Before evaluating the samples, make sure the fuse is properly mounted with good electrical connections, using adequately sized wires or traces. The testing should include life tests under normal conditions and overload tests under fault conditions, to ensure that the fuse will operate properly in the circuit.

f Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370 Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-[www.stevenengineering.com](http://www.stevenengineering.com)  
© 2009 Littelfuse, Inc.

Specifications are subject to change without notice.

WAVESHAPES	FORMULAS
A	$i = k$ $I^2 t = i_p^2 t$
B	$i = i_p - kt$ $I^2 t = (1/3)(i_p^2 + i_p i_b + i_b^2) t$
C	$i = i_p \sin t$ $I^2 t = (1/2) i_p^2 t$
D	$I^2 t = (1/3) i_p^2 t$
E	$i = kt^2$ OR $i = i_p(1-kt)^2$ $I^2 t = (1/5) i_p^2 t$
F	$i = i_p e^{-kt}$ $I^2 t \approx (1/2) i_p^2 t^2$





## Axial Lead & Cartridge Fuses

5x20 mm > Time-Lag > 218 Series

**218 Series, 5 x 20 mm, Time-Lag (Slo-Blo®) Fuse**



**Description**

5x20mm time-Lag glass body cartridge fuse designed to IEC specification.

**Features**

- Designed to International (IEC ) Standards for use globally
- Available in cartridge and axial lead form
- Meets the IEC 60127-2, Sheet 3
- RoHS compliant and lead-free

**Agency Approvals**

Agency	Agency File Number	Ampere Range
	Cartridge Certificates: NBK120802-E10480 A&C Leaded Certificates: NBK120802-E10480 B&D	1A – 5A 6.3A – 15A
	Certificates: 2002010207007596	32mA – 6.3A
	Certificates: SU05001-3005 SU05001-2008 SU05001-2009	32mA – 40mA 50mA – 800mA 1A – 10A
	Recognised File: E10480 Guide: JDX2	32mA – 16A
	File: 029862 Acc. Class: LR1422-30	32mA – 15A
	License: KM41462	80mA – 6.3A
	File: 9850004, 9843043, 811742, 304650, 416270	32mA – 6.3A
	License: 40013496	32mA – 10A
	License: 40016604	15A*
		32mA – 16A

**Applications**

Used as supplementary protection in appliance or utilization equipment to provide individual protection for components or internal circuits.

**Electrical Characteristics**

% of Ampere Rating	Ampere Rating	Opening Time
150%	32mA-100mA	60 minutes, Minimum
150%	125mA-6.3A	60 minutes, Minimum
150%	8A-15A	30 minutes, Minimum
210%	32mA-100mA	120 sec., Maximum
210%	125mA-6.3A	120 sec., Maximum
210%	8A-15A	120 sec., Maximum
275%	32mA-100mA	200 ms., Min.; 10 sec. Max.
275%	125mA-6.3A	600 ms., Min.; 10 sec. Max.
275%	8A-15A	600 ms., Min.; 10 sec. Max.
400%	32mA-100mA	40 ms., Min.; 3 sec. Max.
400%	125mA-6.3A	150 ms., Min.; 3 sec. Max.
400%	8A-15A	150 ms., Min.; 3 sec. Max.
1000%	32mA-100mA	10 ms., Min.; 300 ms. Max.
1000%	125mA-6.3A	20 ms., Min.; 300 ms. Max.
1000%	8A-15A	20 ms., Min.; 300 ms. Max.

218 Series

\* Approval for Cartridge versions only

© Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-[www.stevenengineering.com](http://www.stevenengineering.com)  
 © 2009 Littelfuse, Inc.  
 Specifications are subject to change without notice.  
 Please refer to [www.littelfuse.com/series/218.html](http://www.littelfuse.com/series/218.html) for current information.  
 269  
 Revised: Feb 19, 2009

**Axial Lead & Cartridge Fuses**  
**5x20 mm > Time-Lag > 218 Series**

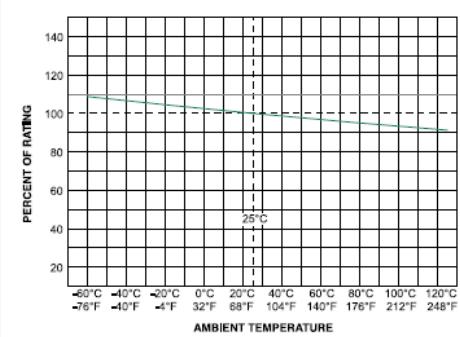

  
Expertise Applied | Answers Delivered

**Electrical Characteristics**

Amp Code	Amp Rating (A)	Voltage Rating (V)	Interrupting Rating	Nominal Cold Resistance (Ohms)	Nominal Melting I <sup>t</sup> (A <sup>2</sup> sec)	Nominal Voltage Drop at Rated Current (mV)	Nominal Power Dissipation At Rated Current (W)	Agency Approvals								
.032	0.032	250	35A @ 250Vdc	58.4500	0.00297	5000	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.040	0.04	250		35.7000	0.00536	4000	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.050	0.05	250		23.3000	0.00692	3500	1.6	x	x		x	x	x	x	x	
.063	0.063	250		17.6500	0.0117	3000	1.6	x	x		x	x	x	x	x	
.080	0.08	250		12.6000	0.0258	2500	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.100	0.1	250		8.9050	0.0482	2000	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.125	0.125	250		4.2000	0.1465	1900	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.160	0.16	250		2.5500	0.2190	1500	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.200	0.2	250		1.6000	0.3410	1300	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.250	0.25	250		1.0495	0.5405	1100	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.315	0.315	250		0.8475	1.1000	1000	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.400	0.4	250		0.5350	1.3250	900	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.500	0.5	250		0.3700	2.8250	300	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.630	0.63	250		0.2750	4.6750	250	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.800	0.8	250		0.0813	3.370	150	1.6	x	x		x	x	x	x	x	x
.001	1	250		0.0613	6.730	150	1.6	x	x	x	x	x	x	x	x	x
1.25	1.25	250		0.0446	12.650	150	1.6	x	x	x	x	x	x	x	x	x
0.16	1.6	250		0.0336	23.350	150	1.6	x	x	x	x	x	x	x	x	x
0.02	2	250		0.0293	14.450	150	1.6	x	x	x	x	x	x	x	x	x
0.25	2.5	250		0.0219	23.250	120	1.6	x	x	x	x	x	x	x	x	x
3.15	3.15	250		0.0173	38.150	100	1.6	x	x	x	x	x	x	x	x	x
004.	4	250		40A @ 250Vdc	0.0129	69.10	100	1.6	x	x	x	x	x	x	x	x
005.	5	250		50A @ 250Vdc	0.0104	111.00	100	1.6	x	x	x	x	x	x	x	x
06.3	6.3	250		63A @ 250Vdc	0.0076	198.50	100	1.6	x	x	x	x	x	x	x	x
008.	8	250		80A @ 250Vdc	0.0059	341.50	100	4	x		x	x	x	x	x	x
010.	10	250		100A @ 250Vdc	0.0045	568.00	100	4	x		x	x	x	x	x	x
12.5	12.5	250		63A @ 250Vdc	0.0034	889.00	100	4			x	x				
015.	15	250		100A @ 250Vdc	0.0028	1405.00	100	4			x	x	x		x*	
016.	16	250		63A @ 250Vdc	0.0021	1955.00	100	4			x			x		

\* Approval for cartridge versions only.

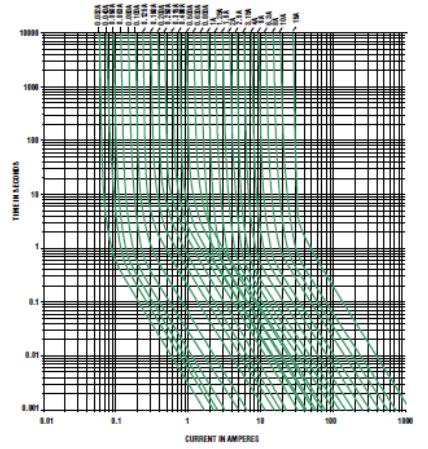
**Temperature Rerating Curve**



PERCENT OF RATING

AMBIENT TEMPERATURE

**Average Time Current Curves**



TIME IN SECONDS

CURRENT IN AMPERES

Courtesy of Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com  
218 Series

270

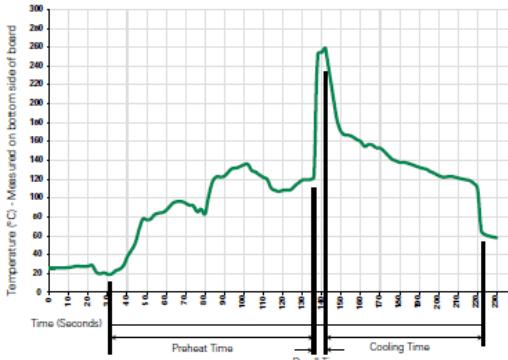
© 2008 Littelfuse, Inc.  
Specifications are subject to change without notice.  
Please refer to www.littelfuse.com/series/218.html for current information.


**Littelfuse®**  
 Expertise Applied | Answers Delivered

## Axial Lead & Cartridge Fuses

5×20 mm > Time-Lag > 218 Series

**Soldering Parameters - Wave Soldering**



Wave Parameter	Lead-Free Recommendation
Preheat:	(Depends on Flux Activation Temperature) (Typical Industry Recommendation)
Temperature Minimum:	100° C
Temperature Maximum:	150° C
Preheat Time:	60-180 seconds
Solder Pot Temperature:	260° C Maximum
Solder Dwell Time:	2-5 seconds

**Recommended Process Parameters:**

**Recommended Hand-Solder Parameters:**

Solder Iron Temperature: 350° C +/- 5° C  
Heating Time: 5 seconds max.

**Note:** These devices are not recommended for IR or Convection Reflow process.

**Product Characteristics**

<b>Material</b>	Body: Glass Cap: Nickel-plated brass Leads: Tin-plated Copper
<b>Terminal Strength</b>	MIL-STD-202G, Method 211A, Test Condition A
<b>Solderability</b>	Reference IEC 60127 Second Edition 2003-01 Annex A
<b>Product Marking</b>	Cap1: Brand logo, current and voltage ratings Cap2: Agency approval marks
<b>Packaging</b>	Available in Bulk (M=1000 pcs/pkg) or on Tape/Reel (MRET1=1000 pcs/reel)

<b>Operating Temperature</b>	-55°C to +125°C
<b>Thermal Shock</b>	MIL-STD-202G, Method 107G, Test Condition B: (5 cycles -65°C to +125°C)
<b>Vibration</b>	MIL-STD-202G, Method 201A
<b>Humidity</b>	MIL-STD-202G, Method 103B, Test Condition A, high RH (95%) and elevated temperature (40°C) for 240 hours.
<b>Salt Spray</b>	MIL-STD-202G, Method 101D, Test Condition B

**218 Series**

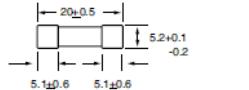
© Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com  
 © 2009 Littelfuse, Inc.  
 271  
 218 Series  
 Specifications are subject to change without notice.  
 Please refer to [www.littelfuse.com/series/218.html](http://www.littelfuse.com/series/218.html) for current information.

**Axial Lead & Cartridge Fuses**  
 5x20 mm > Time-Lag > 218 Series

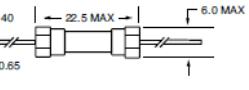

  
Expertise Applied | Answers Delivered

### Dimensions

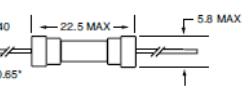
0218.000P



0218.032 XEP to 0218.100XEP



0218.125 XEP to 0218.016.XEP



All dimensions in mm

Notes:  
 • Ratings above 6.3A have 0.8 mm dia lead

### Part Numbering System

0218 xxxx M X E P

Series	xxxx	M	X	E	P
Amp Code	Refer to Amp Code column of Electrical Characteristics Table				
Quantity Code	M = 1000				
Packaging Code	X = Filler				
Option Codes	Blank : Cartridge Type Fuse E : Axial Leaded Fuse				
Lead-free					

### Packaging

Packaging Option	Packaging Specification	Quantity	Quantity & Packaging Code	Taping Width
Bulk	N/A	1000	MX	N/A
Bulk	N/A	1000	MXE	N/A
Reel and Tape	EIA 296-E	1000	MRET1	T1=52mm (2.062")

Courtesy of Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-[www.stevenengineering.com](http://www.stevenengineering.com)

218 Series      272      © 2009 Littelfuse, Inc.

Specifications are subject to change without notice.  
 Please refer to [www.littelfuse.com/series/218.html](http://www.littelfuse.com/series/218.html) for current information.



## Axial Lead & Cartridge Fuses

5x20 mm > Time-Lag > 213 Series

**213 Series, 5 x 20 mm, Time-Lag (Slo-Blo®) Fuse**



**Description**

5x20mm time-Lag surge withstand glass body cartridge fuse designed to IEC specification.

**Agency Approvals**

Agency	Agency File Number	Ampere Range
	Cartridge Certificates: NBK120802-E10480 A&C Leaded Certificates: NBK120802-E10480 B&D	1A – 5A 6.3A
	Certificates: 2002010207007597 2003010207045592	200mA – 6.3A 5A
	Recognised File: E10480 Guide: JDXYX2	200mA – 6.3A
	File: 029862 Acc. Class: LR1422-30	
	License: KM41462	
	File: 9905092, 9923025, 304515, 811747	
	License: 40015638	

**Features**

- Designed to International (IEC ) Standards for use globally
- Available in cartridge and axial lead form
- Meets the IEC 60127-2, Sheet 3 specification for time-Lag fuses
- RoHS compliant and lead-free.

**Applications**

Used as supplementary protection in appliance or utilization equipment to provide individual protection for components or internal circuits.

**Electrical Characteristic for Series**

% of Ampere Rating	Ampere Rating	Opening Time
150%	All Ratings	60 minutes, Minimum
210%		2 minutes, Maximum
275%		0.6 sec., Min.; 10 sec. Max.
400%		.15 sec., Min.; 3 sec. Max.
1000%		0.02 sec., Min.; 0.3 sec. Max.

**Electrical Characteristic Specifications by Item**

Amp Code	Ampere Rating	Voltage Rating (V)	Interrupting Rating	Nominal Cold Resistance (Ohms)	Nominal Melting Pt (A <sup>2</sup> sec)	Nominal Voltage Drop (mV)	Nominal Power Dissipation (W)	Agency Approvals							
.200	0.2	250	35A@250Vac	1.6000	0.22500	1500	1.6								
.250	0.25	250		1.0495	0.55500	1300	1.6								
.315	0.315	250		0.8475	1.14000	1100	1.6								
.400	0.4	250		0.5350	1.36000	1000	1.6								
.500	0.5	250		0.3700	2.90500	900	1.6								
.630	0.63	250		0.2750	4.80000	300	1.6								
.800	0.8	250		0.1635	9.42000	250	1.6								
.001	1	250		0.1165	19.20000	150	1.6								
1.25	1.25	250		0.0817	27.15000	150	1.6								
0.16	1.6	250		0.0551	44.20000	150	1.6								
002	2	250		0.0452	92.70500	150	1.6								
02.5	2.5	250		0.0305	138.00000	120	1.6								
3.15	3.15	250		0.0231	202.00000	100	1.6								
004	4	250		0.0170	226.50500	100	1.6								
005	5	250		0.0116	314.00000	100	1.6								
06.3	6.3	250		0.0095	600.00000	100	1.6								

**213 Series**

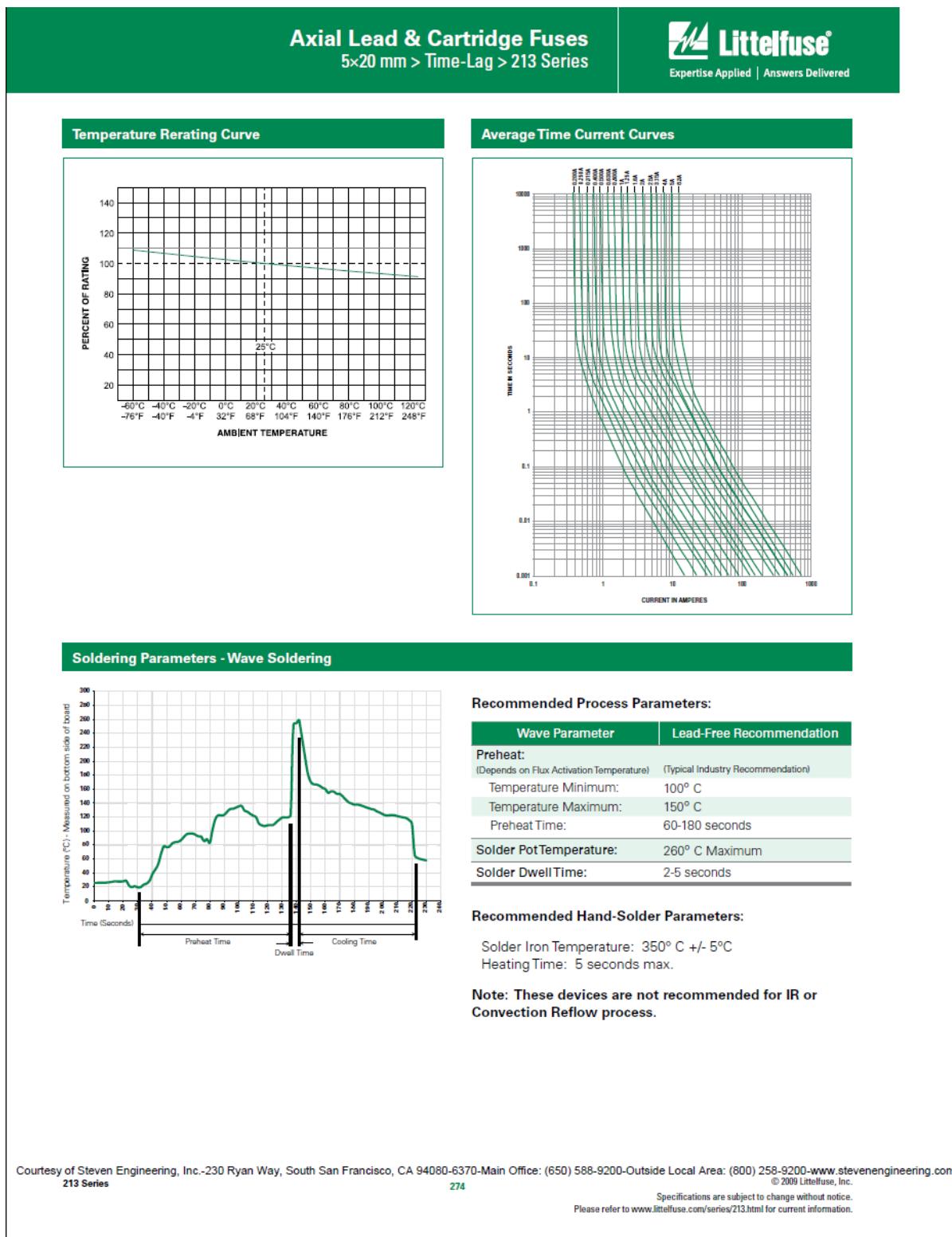
f Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com  
 © 2009 Littelfuse, Inc.

273

Specifications are subject to change without notice.  
 Please refer to [www.littelfuse.com/series/213.html](http://www.littelfuse.com/series/213.html) for current information.

Revised: Jan 12, 2009

Ing. Eduardo A Gonzalez





## Axial Lead & Cartridge Fuses

5x20 mm > Time-Lag > 213 Series

**Product Characteristics**

<b>Material</b>	Body: Glass Cap: Nickel-plated brass Leads: Tin-plated Copper
<b>Terminal Strength</b>	MIL-STD-202G, Method 211A, Test Condition A
<b>Solderability</b>	Reference IEC 60127, Second Edition 2003-01, Annex A
<b>Product Marking</b>	Cap1: Brand logo, current and voltage Cap2: Agency approval marks Series
<b>Packaging</b>	Available in Bulk (M=1000 pcs/pkg) or on Tape/Reel (MRET1=1000 pcs/reel)

<b>Operating Temperature</b>	-55°C to +125°C
<b>Thermal Shock</b>	MIL-STD-202G, Method 107G, Test Condition B: (5 cycles -65°C to +125°C)
<b>Vibration</b>	MIL-STD-202G, Method 201A
<b>Humidity</b>	MIL-STD-202G, Method 103B, Test Condition A. High RH (95%) and elevated temperature (40°C) for 240 hours.
<b>Salt Spray</b>	MIL-STD-202G, Method 101D, Test Condition B

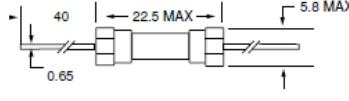
**Dimensions**

**0213 000P**



All dimensions in mm

**0213 000 XEP**



**Part Numbering System**

**0213 xxxx M X E P**

- Series** \_\_\_\_\_
- Amp Code** \_\_\_\_\_  
Refer to Amp Code column of Electrical Characteristics Table
- Quantity Code** \_\_\_\_\_  
M = 1000
- Packaging Code** \_\_\_\_\_  
X = Filler
- Option Codes** \_\_\_\_\_  
Blank : Cartridge Type Fuse  
E : Axial Leaded Fuse
- Lead-free** \_\_\_\_\_

**Packaging**

Packaging Option	Packaging Specification	Quantity	Quantity & Packaging Code	Taping Width
<b>213 Series</b>				
Bulk	N/A	1000	MX	N/A
Bulk	N/A	1000	MXE	N/A
Reel and Tape	EIA 296-E	1000	MRET1	T1=52mm (2.062")

213 Series

© Steven Engineering, Inc.-230 Ryan Way, South San Francisco, CA 94080-6370-Main Office: (650) 588-9200-Outside Local Area: (800) 258-9200-www.stevenengineering.com  
 © 2009 Littelfuse, Inc.  
 Specifications are subject to change without notice.  
 Please refer to [www.littelfuse.com/series/213.html](http://www.littelfuse.com/series/213.html) for current information.

275

213 Series

Ing. Eduardo A Gonzalez

**Falta Bibliografía**

## ***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 comutado.

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.

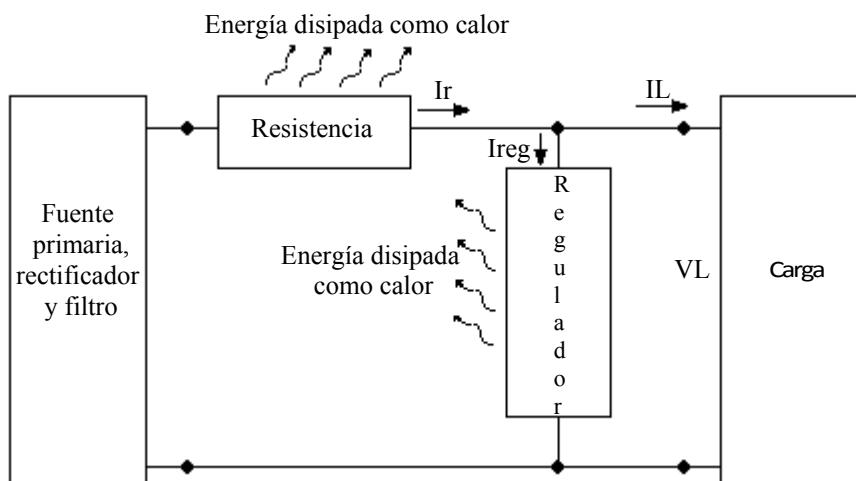


Figura. N° 6-25  
Diagrama en bloque de una fuente de alimentación lineal regulada en paralelo

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 interactuarán 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.

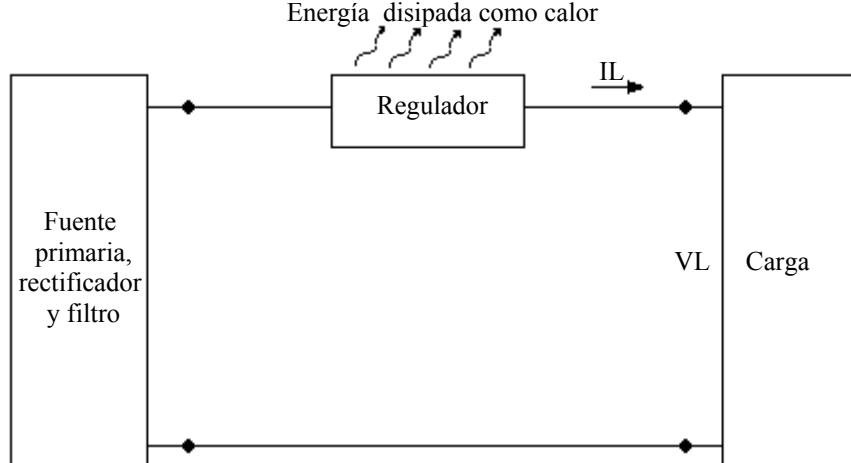


Figura. Nº 6-26  
Diagrama en bloque de una fuente de alimentación lineal regulada en serie

Como contrapartida en el regulador serie, se disipa potencia cuando la carga la requiere y cuando el requerimiento de la caga 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 ( $\Delta V_{red}$ ), corriente de carga ( $\Delta I_{L}$ ), resistencia de salida ( $\Delta R_o$ ) 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 (Rred)

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 VL de la fuente de alimentación. La regulación de red muestra la variación de la tensión de salida de la fuente de alimentación VL cuando la tensión de la red Vred 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.

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

Donde:

VL(red min) es la tensión en la carga cuando la tensión de red Vred es mínima.

VL(red max) es la tensión en la carga cuando la tensión de la red Vred es máxima.

### 6-6-3b Regulación de carga (Rcar)

Si en los diagramas de las figuras N°6-25 y N°6-26 se varía 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 cuánto 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  $IL_{min} = 0$  y la carga máxima  $IL_{max}$  es la fijada por el diseño o especificada por el fabricante, este factor se puede expresar por la Ec.6-42.

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

Donde:

$VL(car\ min)$  es la tensión en la carga cuando la corriente por la misma es nula

$VL(car\ max)$  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  $VL$  se mantendrá estable e inmune a las variaciones de la red.

### 6-6-3c Resistencia de salida. (Rsal)

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:

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

Donde:

$VL(car\ min)$  es la tensión en la carga cuando la corriente por la misma es nula

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

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

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

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

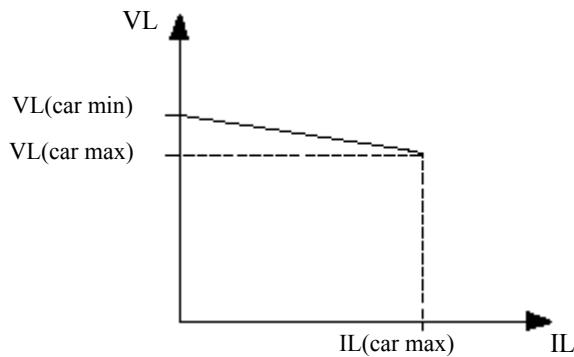


Figura. N°6-27  
Curva cuya pendiente define resistencia de salida. [Rsal]

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).

$$C.T = \pm \frac{VL(tamb\ max) - VL(tamb\ min)}{Tamb\ max - Tamb\ min} \times 100 \quad [\%] \quad \text{Ec. 6-44}$$

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 apreciar los picos 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.

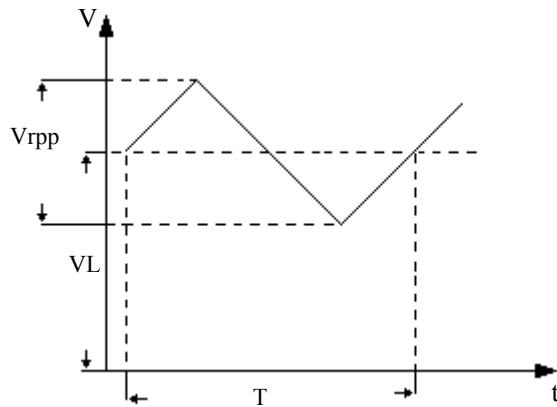


Figura. N° 6-28  
Gráfica del ripple suponiendo forma triangular

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:

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

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

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.

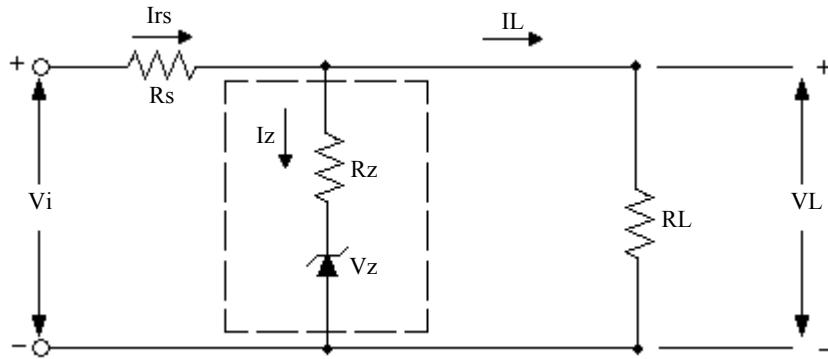


Figura. N° 6-29  
Circuito de un regulador paralelo básico con diodo zener

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  $I_{rs} = \text{cte}$  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

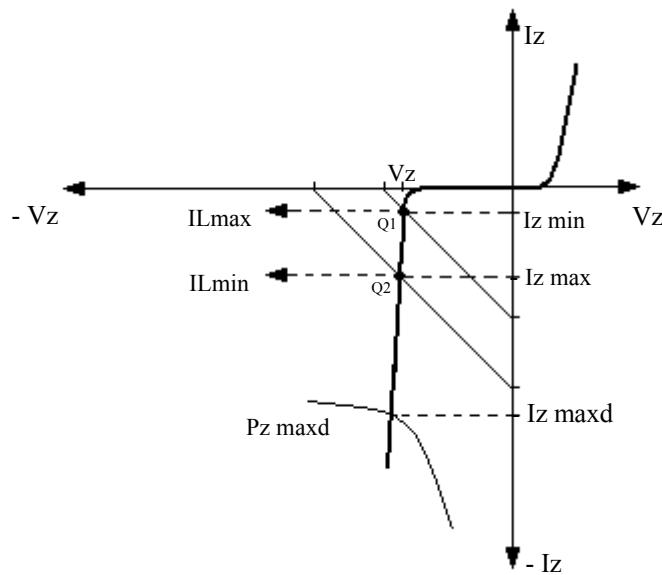


Figura. Nº 6-30  
Curva del diodo Zener en zona de ruptura

A partir de la Ec. 6-48 es posible trazar las rectas de carga de la figura Nº 6-30 en la cual se definen los puntos Q1 y Q2 para dos condiciones límite de funcionamiento. Se puede apreciar que a pesar de la variación tanto de la tensión entrada como de la corriente del Zener la tensión Vz se mantiene aproximadamente constante. Esto se debe a que en este análisis se considera (salvo aclaración) que  $R_z \approx 0$ . La corriente Iz mínima ocurrirá cuando Vi 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):

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

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

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

Donde

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

Para el caso de diseño se debe asegurar que

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

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

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

### 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 del los diodos Zener. En la figura Nº 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
<ul style="list-style-type: none"> <li>• 500mW Power Dissipation</li> <li>• High Stability</li> <li>• Surface Mount Equivalents Available</li> <li>• Hermetic Package</li> <li>• <math>V_z</math> - Tolerance <math>\pm 5\%</math></li> <li>• Lead Free Finish, RoHS Compliant (Note 2)</li> </ul>

### Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A = 25^\circ C$ 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	$^\circ C/W$
Forward Voltage @ $I_F = 200mA$	$V_F$	1.1	V
Operating and Storage Temperature Range	$T_j, T_{STG}$	-65 to +200	$^\circ C$

Notes: 1. Valid provided that leads are kept at  $T_L \leq 75^\circ C$  with lead length = 9.5mm (3/8") from case; derate above  $75^\circ C$ .  
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 @ $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified

Table 1

Type Number	Zener Voltage Range (Note 3)			Test Current	Maximum Zener Impedance	Maximum Reverse Current		Maximum Temperature Coefficient @ $I_{ZT}$	
	$V_z$ @ $I_{ZT}$		$I_{ZT}$			$I_R$	@ $V_R$		
	Nom (V)	Min (V)	Max (V)	mA	$\Omega$	$\Omega$	$\mu A$	V	%/ $^\circ C$
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 =  $30^\circ C/W$ .

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.

**Pd o Pzmaxd:** 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].

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

**Vz : 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.

**Izt: 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( $V_z$ ,  $Z_{ZT}$ , %/ $^\circ C$ ).

**Zzt y Zzk: 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 alterna 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  $I_{ZK}$ .

**%/ $^\circ C$  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] varia su salida de  $V_{imin} = 14[V]$  a  $V_{imax} = 15[V]$  y la corriente en la carga varía entre  $I_{Lmin} = 20[mA]$  a  $I_{Lmax} = 40[mA]$ .

**Resolución:** De la hoja de datos de la figura N°6-24 se selecciona el Zener 1N5231B de  $V_z = 5,1[V]$  y  $P_{zmaxd} = 500[mW]$  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  $I_{zmin} = 20 [mA]$  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:

$$R_s \text{ max} = \frac{V_{imin} - V_z}{I_{zmin} + I_{Lmax}} = \frac{14[V] - 5,1[V]}{20[mA] + 40[mA]} = 148[\Omega] \Rightarrow \text{valor comercial } 150[\Omega]$$

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

$$I_{zmax} = \frac{V_{imax} - V_z}{R_s \text{ max}} - I_{Lmin} = \frac{15[V] - 5,1[V]}{0,150[K\Omega]} - 20[mA] = 46[mA]$$

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

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

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

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

### 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  $\Delta V_{ripple} = 15[V] - 14[V] = 1[V]$  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 pasivar la fuente  $V_z = 0 [V]$  para analizar el efecto de las variaciones.

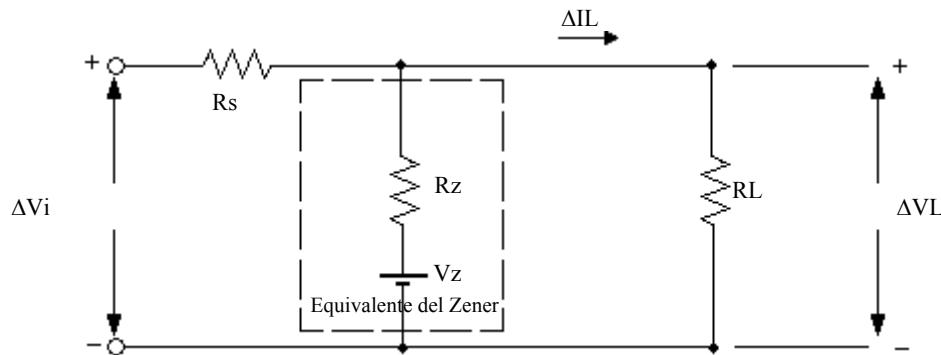


Figura. N° 6-32  
Circuito para el análisis de los factores de calidad

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

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

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

Por lo tanto

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

### 6-7-4b Regulación de carga.

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

$$\Delta VL = (Rz // R_s) \times (IL_{max} - IL_{min}) \quad \text{Ec. 6-57}$$

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

### 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.

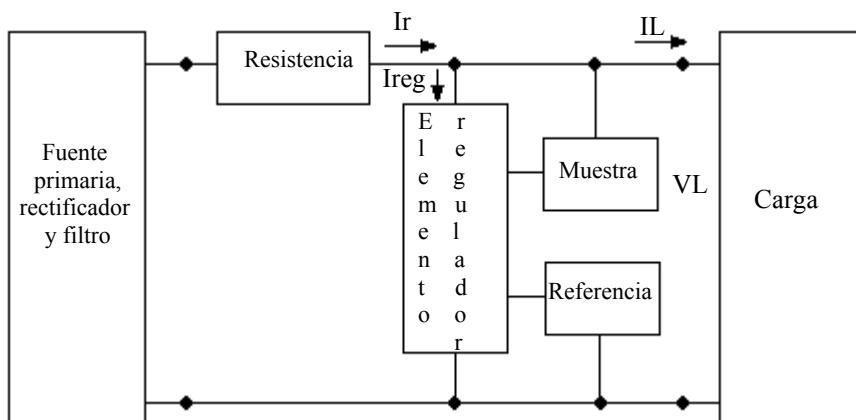


Figura. N° 6-33  
Diagrama en bloques de una fuente en paralelo con realimentación

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 un 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  $I_L$ .

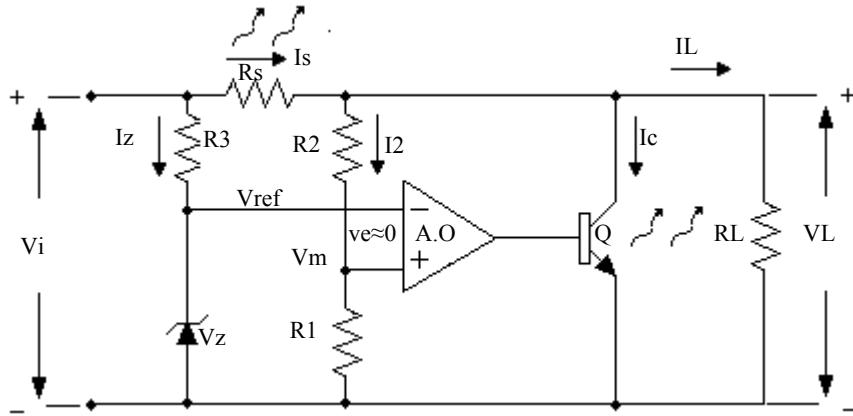


Figura. N° 6-34  
Circuito básico de un regulador de tensión paralelo

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  $V_{L min}$ ) 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<sub>cm</sub>). 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 +/- 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  $I_{Lmin} \approx 0$

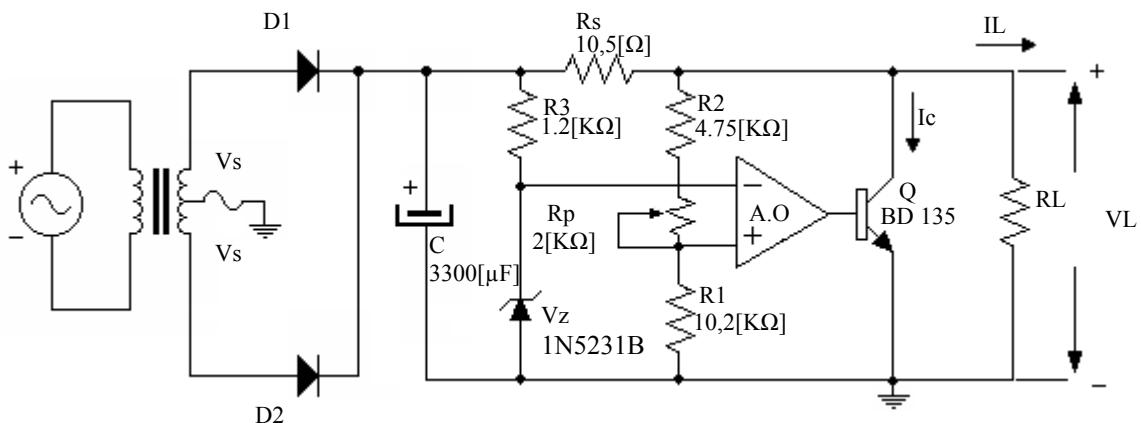


Figura. N° 6-35  
Circuito para el análisis de los factores de calidad

El circuito rectificador con filtro por entrada capacitiva es el que se diseño en el apartado 6-5.

Sus características son:

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

Tensión continua de salida de rectificador ( $V_{ldcc}$ ) : 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 pude calcular el alcance del ajuste de la tensión de salida alrededor de 8[V] como

$$V_{Lmax} = V_z \frac{R1 + R2 + Rp\ max}{R1} = 5,1[V] \frac{10,2[K\Omega] + 4,75[K\Omega] + 2[K\Omega]}{10,2[K\Omega]} = 8,475[V]$$

Para el caso de  $V_{Lmin}$  será

$$V_{Lmin} = V_z \frac{R1 + R2 + Rp\ min}{R1} = 5,1[V] \frac{10,2[K\Omega] + 4,75[K\Omega] + 0}{10,2[K\Omega]} = 7,475[V]$$

a3) La potencia máxima disipada en el colector Ec. 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.

$$\begin{aligned}V_{Lmin} &= 7,398[V] \\V_{Zp-p} &= 9,382 [mV] \\R_L &= 26,66 [\Omega] \text{ y } R_P = 0 [k\Omega]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_{Lmax} &= 8,389 [V] \\V_{Zp-p} &= 8,610 [mV] \\R_L &= 26,66 [\Omega] \text{ y } R_P = 2 [k\Omega]\end{aligned}$$

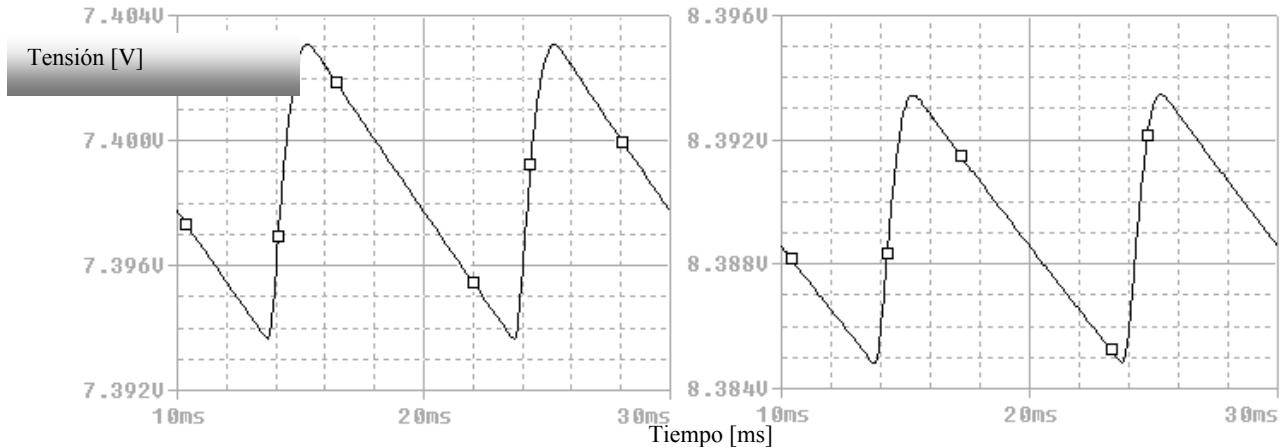


Figura. N° 6-36  
Valores de  $V_{Lmax}$ ,  $V_{Lmin}$  y los respectivos ripples

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.

$$\begin{aligned}V_Z p-p &= 979,77 [mV] \\V_L &= 12,157 [V]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_Z p-p &= 8,88 [mV] \\V_L &= 8,091 [V] \\R_L &= 266,66 \text{ y } R_P = 0,72 [k\Omega]\end{aligned}$$

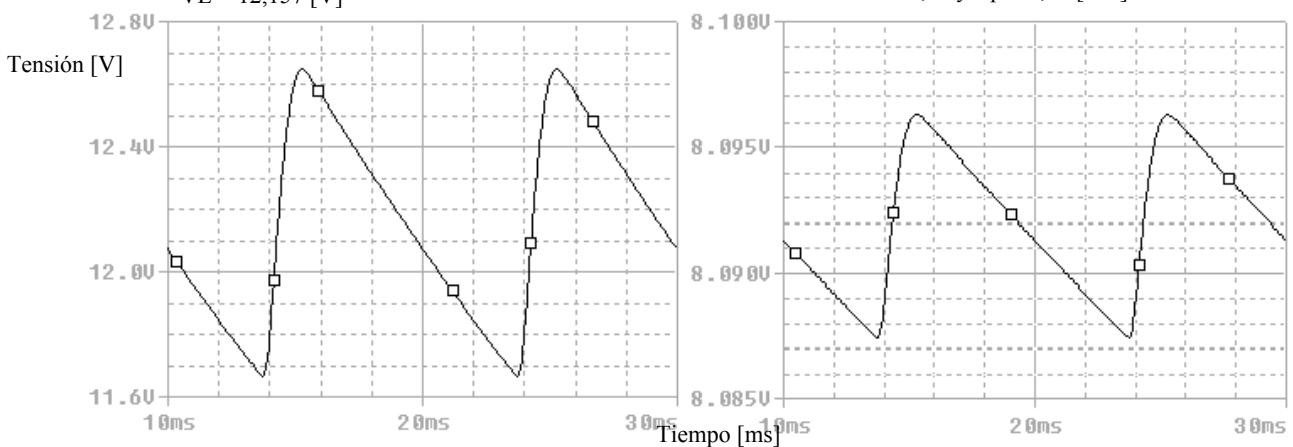


Figura. N° 6-37  
Efecto de la regulación sobre el ripple

b3) Variando la tensión del secundario  $V_s$  en un +/- 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  $I_{L\min}$  al máximo  $I_{L\max}$ .

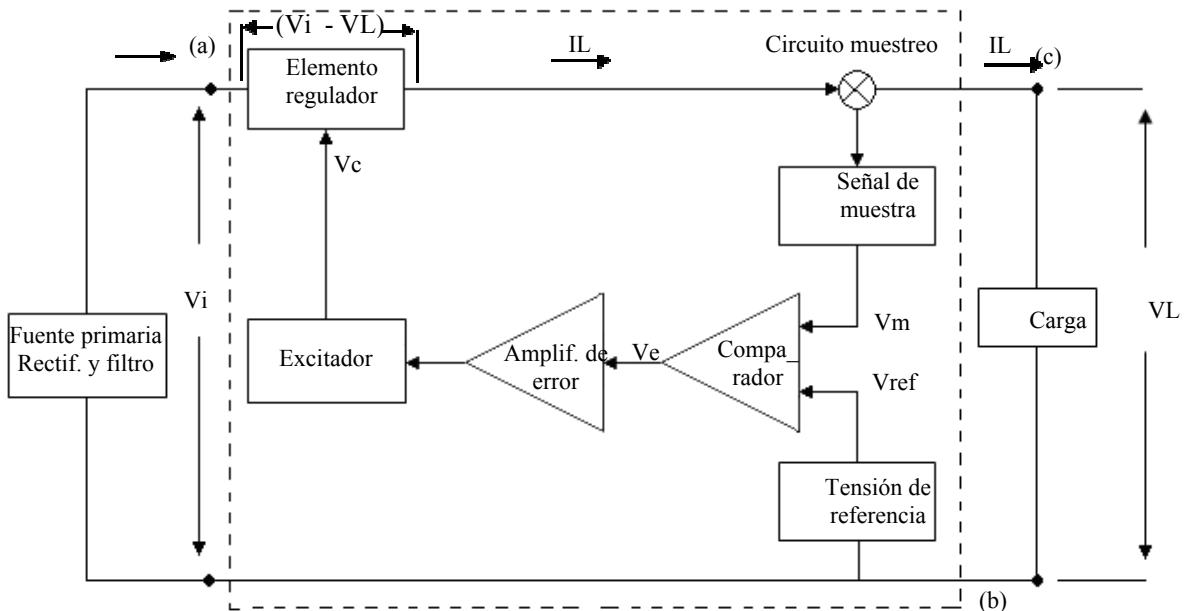


Figura. N° 6-34  
Diagrama en bloques de una fuente de tensión regulada en serie

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 descriptas en el diagrama en bloques 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 ( $V_L$ ).

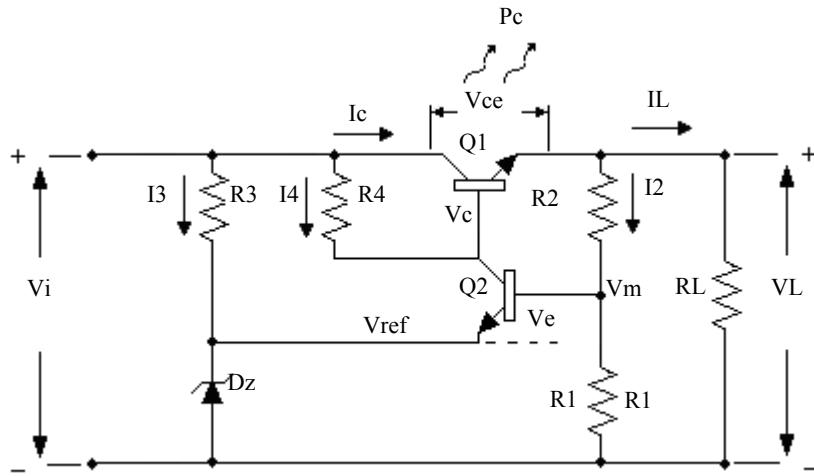


Figura. Nº 6-35  
Circuito básico de un regulador discreto de tensión tipo serie

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  $Q2$ , esta 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.

$$I1 = \frac{Vz + Vbe}{R1} \approx I2 \quad \text{para } I2 \gg Ib2 \quad \text{Ec. 6-64}$$

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

$$VL = (Vz + Vbe) \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad \text{Ec. 6-65}$$

**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:

$$Pc = Ic \times Vce \quad \text{Ec. 6-66}$$

Pero se puede suponer que:

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

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

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

**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  $P_L$ .

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

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

$$P_L = VL \times IL \quad \text{y} \quad P_{in} = V_{in} \times IL$$

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

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

Esto último significa que si la diferencia de potencial (**tensión diferencial**) entre la entrada y la salida ( $V_{ce} = V_{in} - VL$ ) 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  $IL$  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  $VL$ . Si la tensión de salida ( $VL$ ) 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 ( $VL$ ). 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.

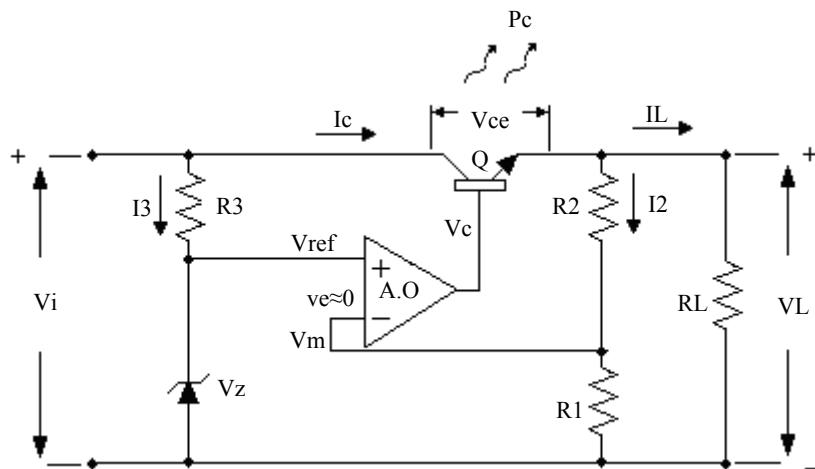


Figura. N° 6-36  
Circuito básico de un regulador de tensión serie con amplificador operacional

El funcionamiento del circuito descrito arriba es un claro caso de realimentación negativa utilizada para estabilizar el parámetro de salida del circuito ( $VL$ ). 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  $R1$  y  $R2$  con

el bloque de muestra definida como la red  $\beta$ . 2) el conjunto R3 y el diodo Zener (Vz) 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 Av es prácticamente la de amplificador operacional.

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

$$VL = Av \times (Vref - Vm) = Av \times (Vref - \beta VL) \quad \text{Ec. 6-70}$$

Despejando VL 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.

$$VL = Vref \times \frac{Av}{1 + Av\beta} \quad \text{Ec. 6-71}$$

Reemplazando  $\beta$  por el divisor de la figura N°. 6-36.

$$\beta = \frac{R1}{R1 + R2} \quad \text{Ec. 6-72}$$

y obtiene la Ec. 6-73.

$$VL = Vref \times \frac{Av}{1 + Av \frac{R1}{R1 + R2}} = Vref \times \frac{R1 + R2}{R1} \frac{1}{1 + \frac{1}{Av \frac{R1}{R1 + R2}}} \quad \text{Ec. 6-73}$$

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

$$VL \approx Vref \times \frac{R1 + R2}{R1} \quad \text{Ec. 6-74}$$

Como se puede observar el amplificador operacional se encuentra montado en una configuración no inversora en la cual la tensión del diodo Zener (Vz) 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 Vbe 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 ( $IL_{dcc}$ ) = 0,45[A]

Tensión continua de salida de rectificador ( $VL_{dcc}$ ) : 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  $VL = 5[V]$

Margen de ajuste de  $VL = +/- 0,5[V]$

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

Margen de variación de  $\Delta IL = +/- 20[mA]$

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  $CT = +0,055 [\% /^{\circ}\text{C}]$ . Estas características del diodo Zener garantizarán valores adecuados del divisor  $R_1$  y  $R_2$ , 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  $5[\text{mA}]$ .

$$R_3 \text{ max} = \frac{V_i \text{ min} - V_Z}{I_Z} = \frac{11,4[V] - 4,3[V]}{5[\text{mA}]} = 1,42[K\Omega] \text{ valor comercial } 1,40[K\Omega] 1\%$$

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  $R_1$  y  $R_2$  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  $1[\text{mA}]$  y suponer que  $I_2 = I_1$ .

De donde el valor para  $R_1$  sería:

$$R_1 = \frac{V_Z}{I_2} = \frac{4,2[V]}{1[\text{mA}]} = 4,2[K\Omega] \text{ valor comercial } 4,22[K\Omega] 1\%$$

Como se ve en la figura N° 6-37 el resistor  $R_2$  mas el potenciómetro  $R_p$  podrá utilizarse para ajustar la tensión de salida.

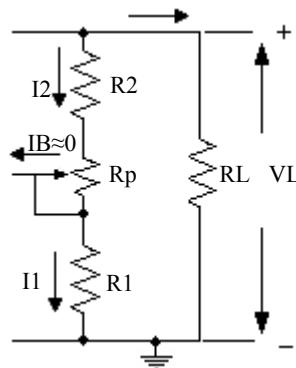


Figura. N° 6-37  
Circuito divisor de tensión para el muestreo de la tensión de salida

Para lograr el ajuste entre  $\pm 0,5[V]$  la  $R_2$  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:

$$R_2 \text{ max} = \frac{V_{L\max} - V_Z}{I_2} = \frac{5,5[V] - 4,2[V]}{1[\text{mA}]} = 1,3[K\Omega]$$

$$R_2 \text{ min} = \frac{V_{L\min} - V_Z}{I_2} = \frac{4,5[V] - 4,2[V]}{1[\text{mA}]} = 0,3[K\Omega] \text{ valor comercial } 0,301[K\Omega] 1\%$$

Se puede optar por una resistencia  $R_2\text{min}$  fija de  $301[\Omega]$  al  $1\%$  y un potenciómetro  $R_p$  multivuelta de  $1[K\Omega]$  lineal para el caso de  $R_2\text{máx} = R_2\text{ min} + R_p$ .

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  $R_2$  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.

$$R2 = \left( \frac{VL}{Vref} - 1 \right) R1 = \left( \frac{5[V]}{4,2[V]} - 1 \right) 4,22[K\Omega] = 0,80[K\Omega]$$
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.

$$Vzpp \approx Vrpp \times \frac{ZzT}{R3 + ZzT}$$
Ec. 6-76

La tensión de ripple sobre el diodo seria:

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

Pero de la simulación de la referencia para esas condiciones surge que la tensión de ripple es de  $Vzpp = 7[mV]$  (por variar la ZZT definida para  $Iz = 20[mA]$  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:

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

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

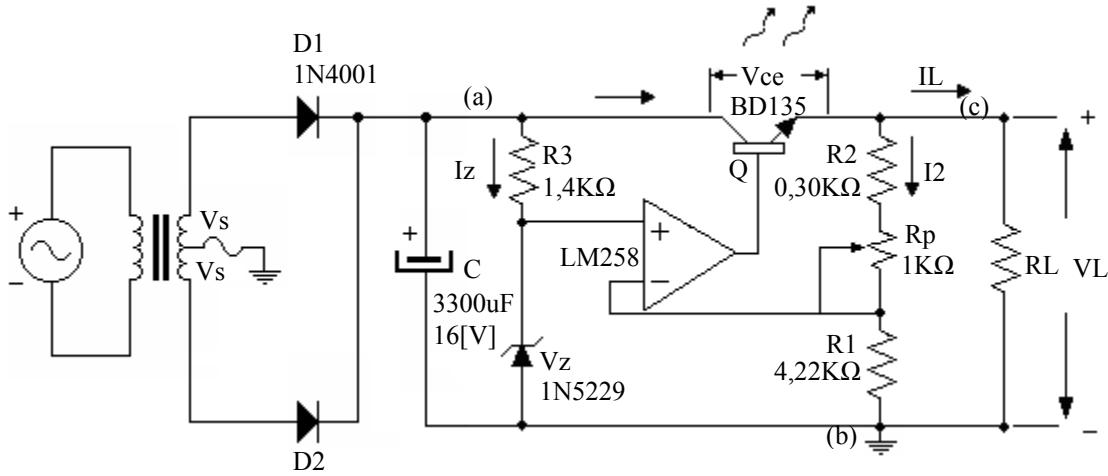


Figura. N° 6-38  
Circuito con componentes seleccionados

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  $I2 \ll IL$  la corriente de colector máxima será aproximadamente la máxima de carga o sea:

$$I_{cmax} \approx IL_{max} = IL_{nom} + \Delta IL = 200[mA] + 20[mA] = 220[mA]$$

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 ( $VL_{min}$ ).

$$V_{ce max} = V_{cc max} + VL_{min}$$
Ec. 6-77

Donde

$$V_{cc max} = VL_{dcc} + \frac{V_r}{2} = 12[V] + \frac{1,2[V]}{2} = 12,6[V]$$

$$VL_{\min} = VL_{nom} - \Delta VL = 5[V] - 0,5[V] = 4,5[V]$$

Luego

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

La potencia máxima disipada en el colector del transistor (Pcmax) 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

$$I_{OA,O\max} = \frac{IL_{\max}}{HFe_{\min}} = \frac{0,22[A]}{40} = 5.5[mA]$$

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

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

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.

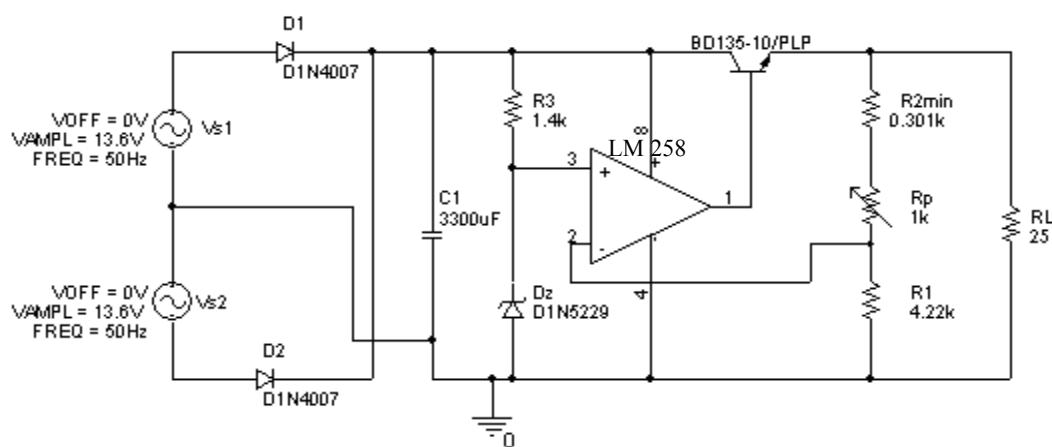


Figura. N° 6-39  
Circuito con componentes seleccionados

Si en la simulación se fija el valor del potenciómetro en el 50% de su valor máximo (set  $R_p = 0,5$ ) se obtienen con buena aproximación la tensión deseada a la salida de  $VL \approx 5[V]$ . El valor del ripple coincide con el valor calculado 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  $R_p$  igual a uno (set  $R_p=1$ ) la tensión de salida  $VL$  es máxima  $VL_{max} \approx 5,5[V]$  y que para dicho coeficiente igual a cero (set  $R_p=0$ ) la tensión de salida será igual a  $VL_{min} \approx 4,5[V]$ .

Se puede notar que a medida que se aumenta la tensión de salida  $VL$  aumenta ligeramente 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.

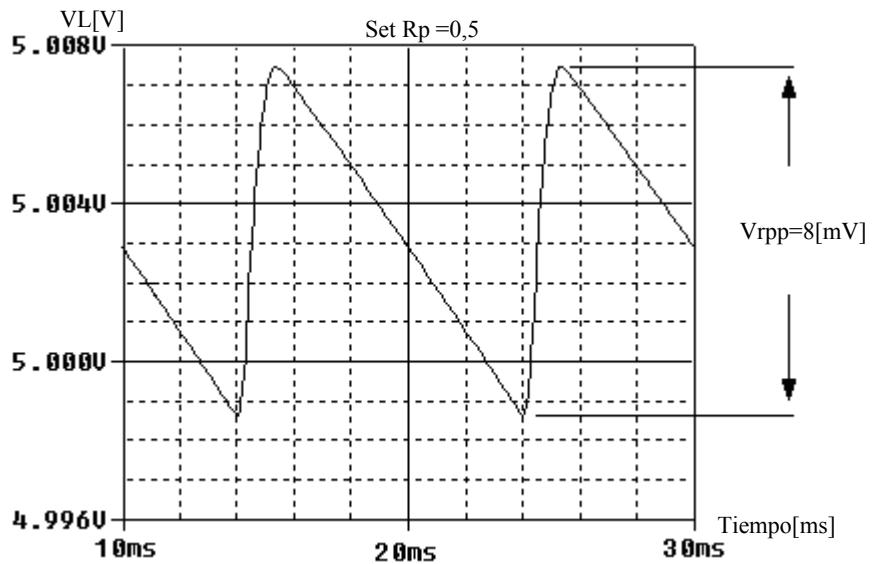


Figura. N° 6-40  
Tensión de salida  $VL$  con ripple para set  $R_p=0,5$

$$V_{efrip} = \frac{V_{rpp}}{3,464} \quad \text{Ec. 6-78}$$

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

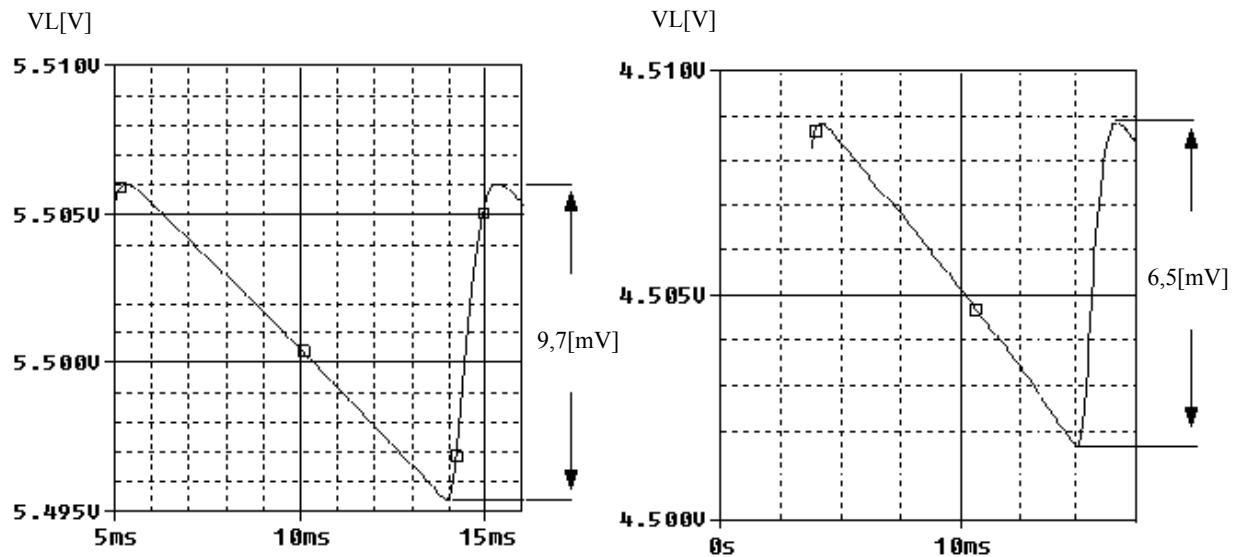


Figura. N° 6-41  
Tensión de salida  $VL$  max. y  $VL_{min}$  con ripple

### 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 acercar los valores 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  $T_c = 25^\circ C$ .

**Tensión colector base  $VCBO$**  (Collector -Base Voltage )

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

**Tensión colector emisor  $VCEO$**  (Collector - Emitter Voltage )

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

**Tensión emisor base  $VEBO$**  (Emitter -Base Voltage )

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

**Corriente de colector  $IC$  (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  $ICP$  (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  $IB$**  (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  $PC$  o  $PD$  (para  $TC = 25^\circ C$ )** (Collector Dissipation) ( $T_c = 25^\circ C$ ).

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

**Potencia disipada en colector  $PC$  o  $PD$  (para  $TA = 25^\circ C$ )** (Collector Dissipation) ( $TA = 25^\circ C$ ).

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

**Temperatura de juntura  $TJ$**  (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 esta comprendido entre 150 y 200°C.

**Temperatura de almacenamiento  $TSTG$**  (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  $R_{th\ j-mb} = 10\ ^\circ\text{K/W}$

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

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

**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 esta medido a una corriente de colector especificada (  $I_c = 30\ \text{mA}$  ) y (como se vera 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 tipias (Typical Characteristcs) 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 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.

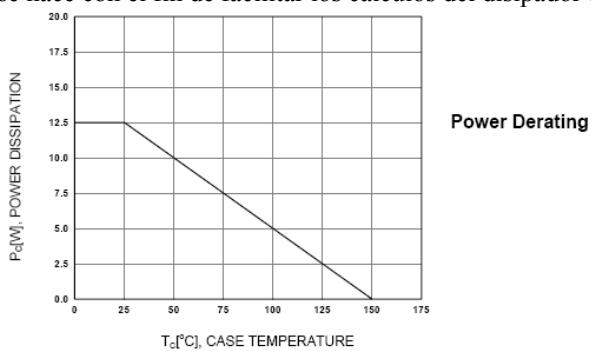


Figura. N° 6-42  
Curva de potencia disipada en función de Tc

**Área de operación segura SOA** (Safe Operating Area)

Es una grafica 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 grafica en la figura N°4 y en el texto se presenta como figura N° 6-43..

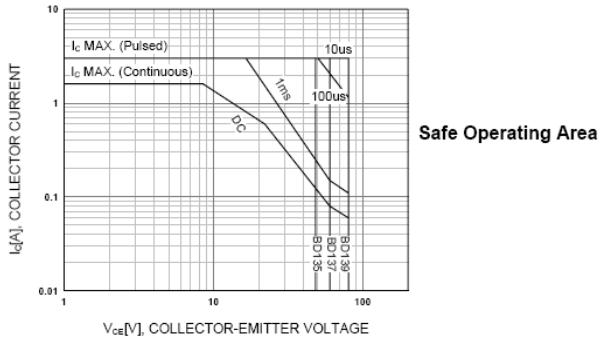


Figura. N° 6-43  
Gráfica de área de operación segura (SOA)

Dada la importancia de estos dos últimos gráficos a continuación se verán dos apartados en los cuales se analizarán con un poco más 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 tipos de transistores pueden ser utilizados 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 (heatsink) 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 en 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.

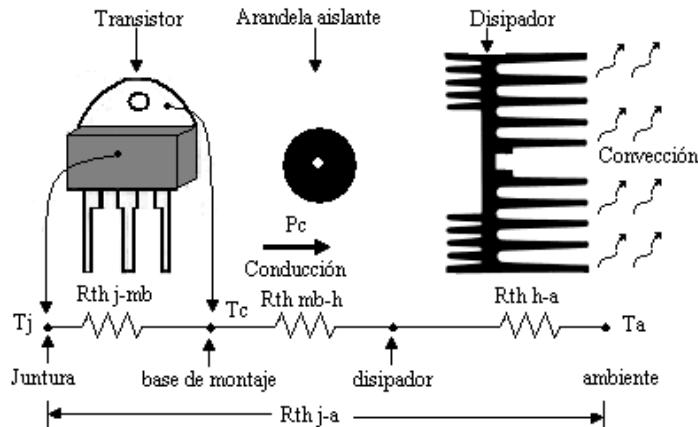


Figura. N° 6-44  
Círculo térmico equivalente

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 aplicando 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 dissipador y que la temperatura de carcasa  $T_c = 25^{\circ}\text{C}$  la temperatura de juntura  $150^{\circ}\text{C}$  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 dissipador y el ambiente se realiza por convección por lo cual se procura que los dissipadores 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

- a) Determinar si el transistor del ejemplo N° 8 necesita utilizar un dissipador y b) si es así calcular la resistencia térmica del mismo.
- b) Con dissipador 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 catálogo 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.

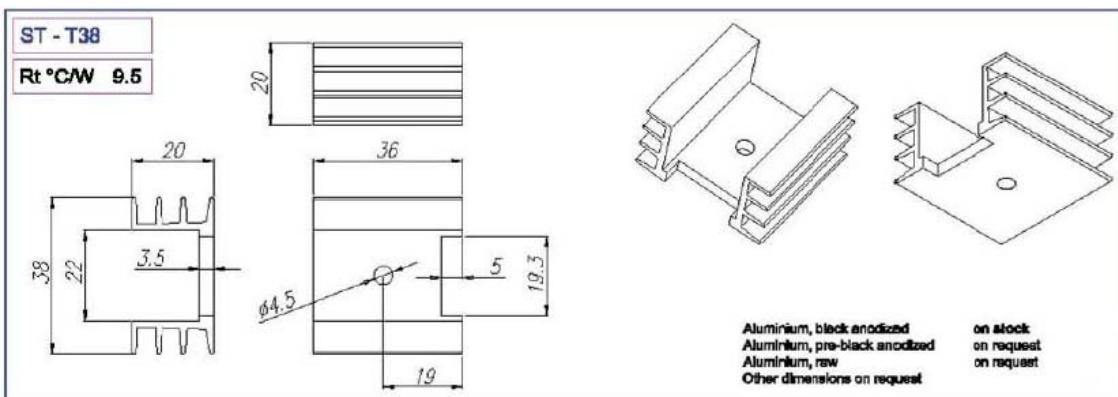


Figura. N° 6-45  
Hoja de datos del disipador seleccionado

### 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.

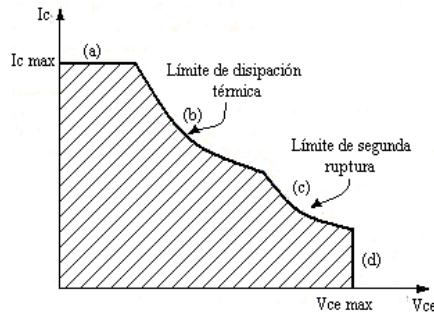


Figura. N° 6-46  
Gráfica del área de operación segura

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.

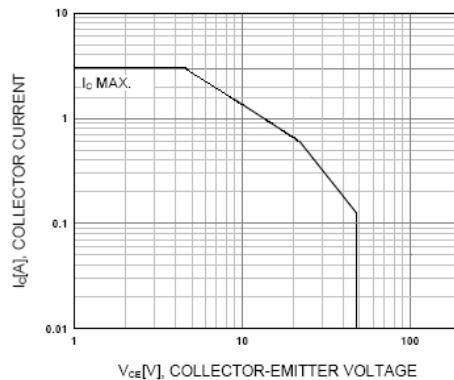


Figura. N° 6-47  
Gráfica del área de operación segura para CC

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.

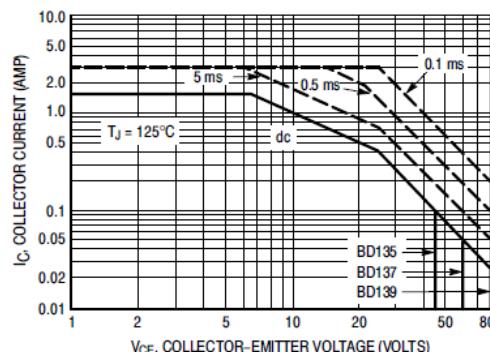


Figura. N° 6-48  
Gráfica del área de operación segura para CC y pulsos  
Ing Eduardo A González

### 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 VBE necesario para que entre en conducción el transistor Q2.

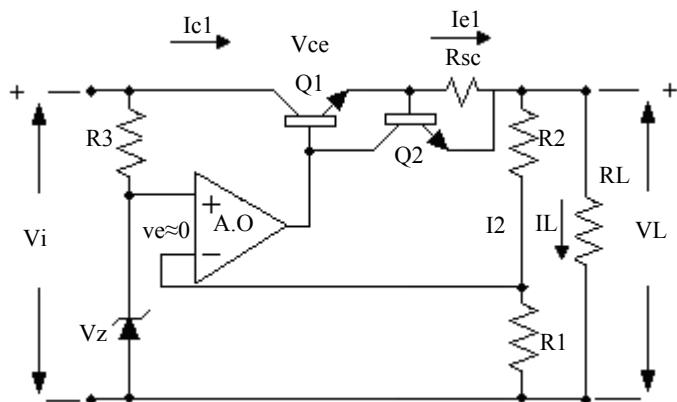


Figura. N° 6-49  
Circuito con limitador de corriente constante

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  $R_{sc}$  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.

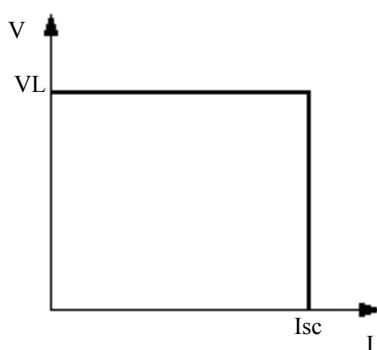


Figura. N° 6-50  
Gráfica de tensión corriente de corriente constante

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  $V_i >> V_{be}$ ) 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 grafica 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.

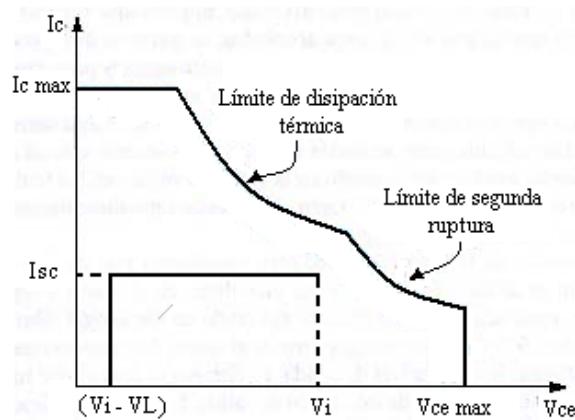


Figura. N° 6-51  
Gráfica de tensión corriente incluida en la SOA

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

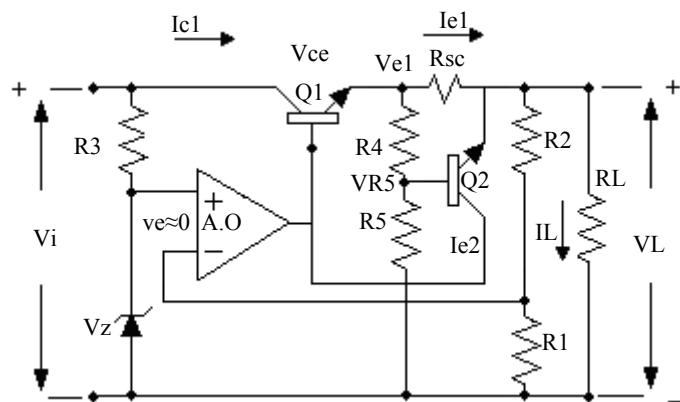


Figura. N° 6-52  
Circuito con limitador de corriente regresiva.

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  $R_{sc}$

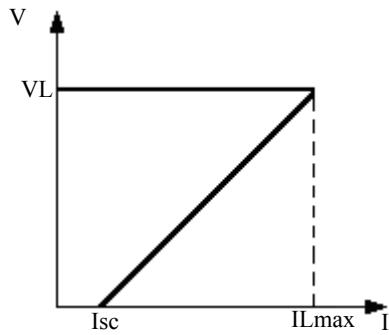


Figura. N° 6-53  
Gráfica tensión corriente de la protección regresiva.

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:

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

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.

$$IL_{\max} = \frac{VL}{R_{SC}} \frac{R4}{R5} + \frac{VBE}{R5} \frac{(R4 + R5)}{R5} \quad \text{Ec. 6-88}$$

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  $\frac{(R4 + R5)}{R5}$  y la  $\frac{R4}{R5}$  luego se reemplazan en la Ec 6-88 y a continuación se despeja  $R_{sc}$ :

$$R_{SC} = \frac{\frac{VL}{I_{SC}}}{\left(1 + \frac{VL}{VBE}\right) - \frac{IL \max}{I_{SC}}} \quad \text{Ec. 6-89}$$

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.

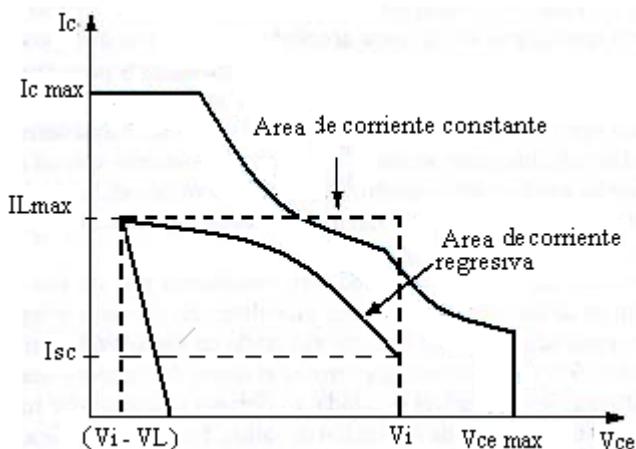


Figura. N° 6-54  
Gráfica de tensión corriente de la protección regresiva incluida en la SOA

En resumen la misión de estas protecciones es evitar que la corriente llegue al valor de la  $I_{cmáx}$  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 sobre elevación 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 más complejos plantean el agregado de otras protecciones que serán vistas en el próximo apartado.

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

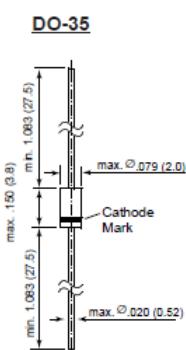

---

# 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.

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

	<i>SYMBOL</i>	<i>MIN.</i>	<i>TYP.</i>	<i>MAX.</i>	<i>UNIT</i>
Thermal Resistance Junction to Ambient Air	$R_{θJA}$	-	-	300 <sub>(1)</sub>	°C/W
Forward Voltage at $I_F = 200$ mA	$V_F$	-	-	1.1	Volts

**NOTES:**

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 <sup>(3)</sup> at I <sub>ZT</sub> V <sub>Z</sub> (V)	Test Current I <sub>ZT</sub> (mA)	Maximum Zener impedance <sup>(1)</sup>		Typical Temperature Coefficient $\alpha_{VZ}$ (% / K)	Maximum Reverse Leakage Current		Maximum Regulator Current <sup>(2)</sup> I <sub>ZM</sub> (mA)
			at I <sub>ZT</sub> Z <sub>ZT</sub> ( $\Omega$ )	at I <sub>ZK</sub> =0.25mA Z <sub>ZK</sub> ( $\Omega$ )		I <sub>R</sub> ( $\mu$ A)	Test Voltage V <sub>R</sub> (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	$\pm 0.030$	5.0	2.0	97
1N5231	5.1	20	17	1600	$\pm 0.030$	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<sub>ZT</sub> or I<sub>ZK</sub>) is superimposed on I<sub>ZT</sub> or I<sub>ZK</sub>. 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

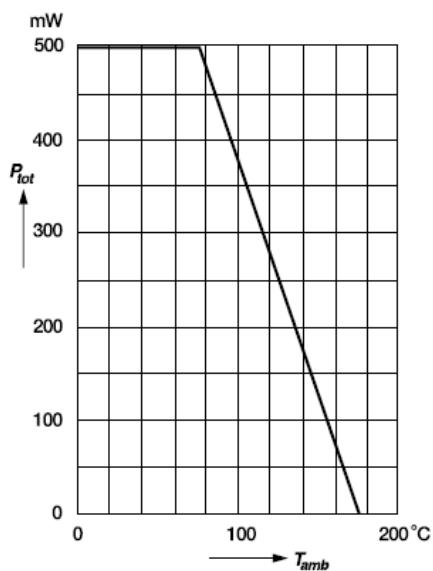
---

**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)

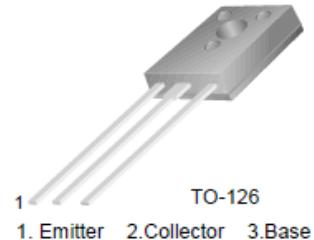
BD135/137/139



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

 $h_{FE}$  Classification

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

BD135/137/139

## Typical Characteristics

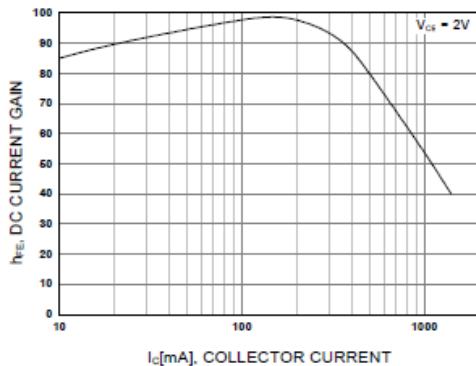


Figure 1. DC current Gain

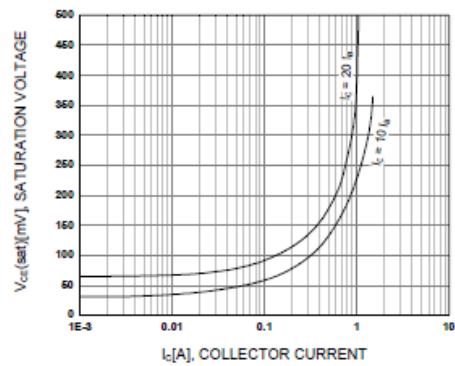


Figure 2. Collector-Emitter Saturation Voltage

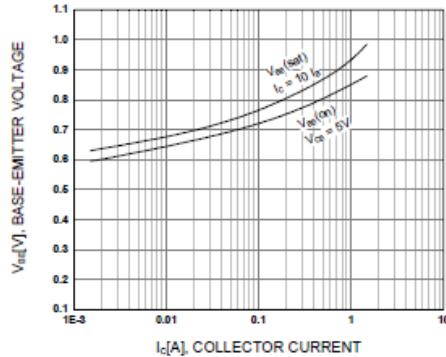


Figure 3. Base-Emitter Voltage

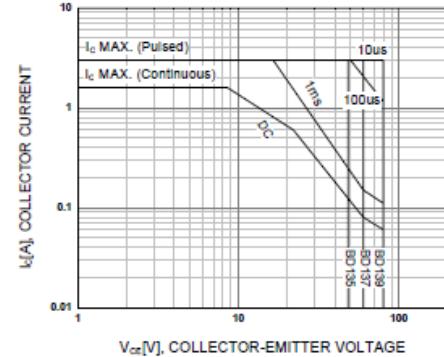


Figure 4. Safe Operating Area

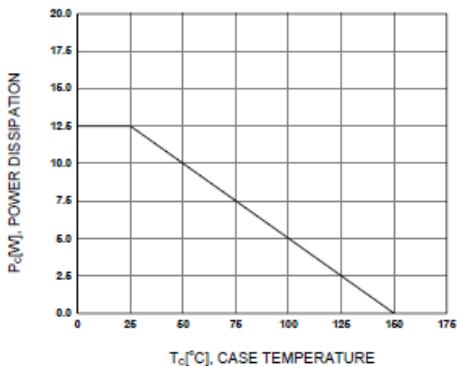


Figure 5. Power Derating

**APÉNDICE N°3 (Fuentes de alimentación parte N° 2)**
[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

# **LM2904,LM358/LM358A,LM258/ LM258A**

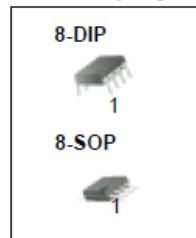
## **Dual Operational Amplifier**

### **Features**

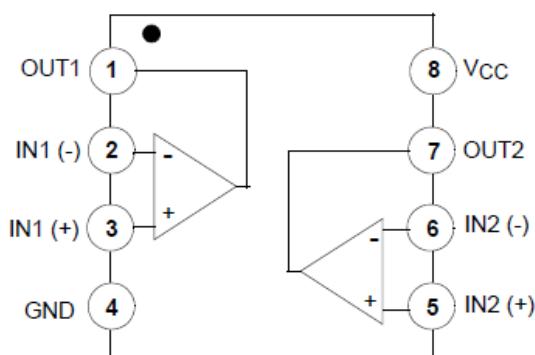
- Internally Frequency Compensated for Unity Gain
- Large DC Voltage Gain: 100dB
- Wide Power Supply Range:  
LM258/LM258A, LM358/LM358A: 3V~32V (or  $\pm 1.5V \sim 16V$ )  
LM2904 : 3V~26V (or  $\pm 1.5V \sim 13V$ )
- Input Common Mode Voltage Range Includes Ground
- Large Output Voltage Swing: 0V DC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

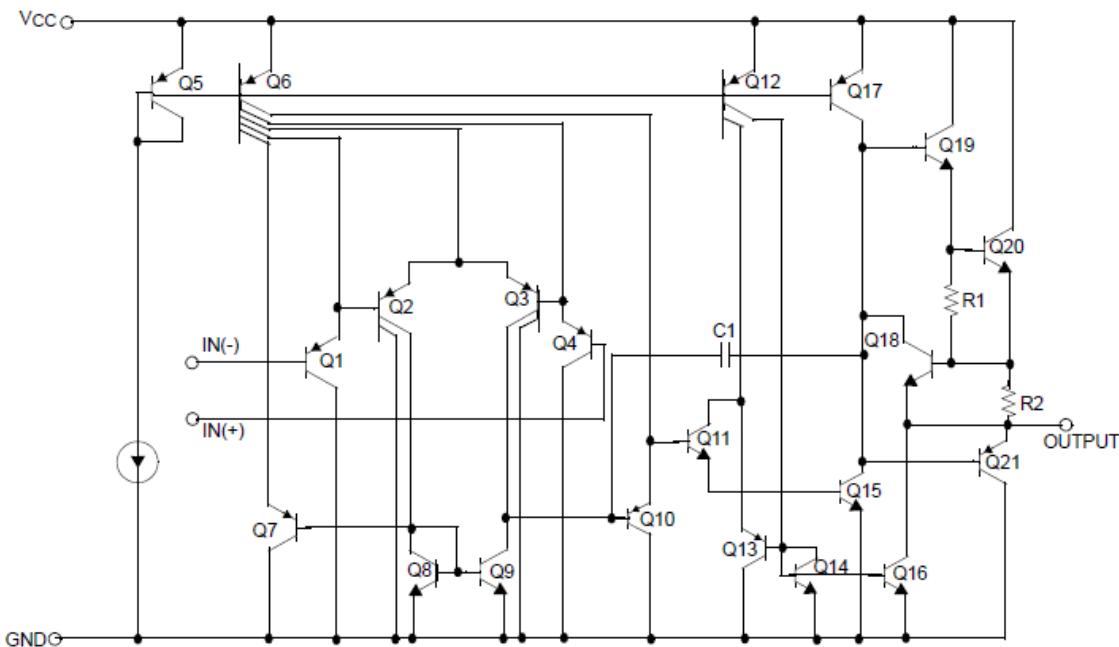


Rev. 1.0.2

LM2904,LM358/LM358A,LM258/LM258A

**Schematic Diagram**

(One section only)

**Absolute Maximum Ratings**

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

LM2904,LM358/LM358A,LM258/LM258A

## Electrical Characteristics

(V<sub>CC</sub> = 5.0V, V<sub>EE</sub> = GND, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	LM258			LM358			LM2904			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage	V <sub>IO</sub>	V <sub>CM</sub> = 0V to V <sub>CC</sub> -1.5V V <sub>O(P)</sub> = 1.4V, R <sub>S</sub> = 0Ω	-	2.9	5.0	-	2.9	7.0	-	2.9	7.0	mV
Input Offset Current	I <sub>IO</sub>	-	-	3	30	-	5	50	-	5	50	nA
Input Bias Current	I <sub>BIAS</sub>	-	-	45	150	-	45	250	-	45	250	nA
Input Voltage Range	V <sub>I(R)</sub>	V <sub>CC</sub> = 30V (LM2904, V <sub>CC</sub> =26V)	0	-	V <sub>CC</sub> -1.5	0	-	V <sub>CC</sub> -1.5	0	-	V <sub>CC</sub> -1.5	V
Supply Current	I <sub>CC</sub>	R <sub>L</sub> = ∞, V <sub>CC</sub> = 30V (LM2904, V <sub>CC</sub> =26V)	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	mA
		R <sub>L</sub> = ∞, V <sub>CC</sub> = 5V	-	0.5	1.2	-	0.5	1.2	-	0.5	1.2	mA
Large Signal Voltage Gain	G <sub>V</sub>	V <sub>CC</sub> = 15V, R <sub>L</sub> = 2kΩ V <sub>O(P)</sub> = 1V to 11V	50	100	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Output Voltage Swing	V <sub>O(H)</sub>	V <sub>CC</sub> =30V (V <sub>CC</sub> =26V for LM2904)	26	-	-	26	-	-	22	-	-	V
		R <sub>L</sub> = 10kΩ	27	28	-	27	28	-	23	24	-	V
	V <sub>O(L)</sub>	V <sub>CC</sub> = 5V, R <sub>L</sub> = 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 <sub>SC</sub>	-	-	40	60	-	40	60	-	40	60	mA
Output Current	I <sub>SOURCE</sub>	V <sub>I(+)</sub> = 1V, V <sub>I(-)</sub> = 0V V <sub>CC</sub> = 15V, V <sub>O(P)</sub> = 2V	20	30	-	20	30	-	20	30	-	mA
	I <sub>SINK</sub>	V <sub>I(+)</sub> = 0V, V <sub>I(-)</sub> = 1V, V <sub>CC</sub> = 15V, V <sub>O(P)</sub> = 2V	10	15	-	10	15	-	10	15	-	mA
		V <sub>I(+)</sub> = 0V, V <sub>I(-)</sub> = 1V , V <sub>CC</sub> = 15V, V <sub>O(P)</sub> = 200mV	12	100	-	12	100	-	-	-	-	μA
Differential Input Voltage	V <sub>I(DIFF)</sub>	-	-	-	V <sub>CC</sub>	-	-	V <sub>CC</sub>	-	-	V <sub>CC</sub>	V

**Note:**

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

LM2904,LM358/LM358A,LM258/LM258A

**Electrical Characteristics** (Continued)(V<sub>CC</sub>= 5.0V, V<sub>EE</sub> = GND, unless otherwise specified)

The following specification apply over the range of -25°C ≤ TA ≤ +85°C for the LM258; and the 0°C ≤ TA ≤ +70°C for the LM358; and the -40°C ≤ TA ≤ +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 <sub>IO</sub>	V <sub>CM</sub> = 0V to V <sub>CC</sub> -1.5V V <sub>O(P)</sub> = 1.4V, R <sub>S</sub> = 0Ω	-	-	7.0	-	-	9.0	-	-	10.0	mV
Input Offset Voltage Drift	ΔV <sub>IO</sub> /ΔT	R <sub>S</sub> = 0Ω	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	μV/°C
Input Offset Current	I <sub>IO</sub>	-	-	-	100	-	-	150	-	45	200	nA
Input Offset Current Drift	ΔI <sub>IO</sub> /ΔT	-	-	10	-	-	10	-	-	10	-	pA/°C
Input Bias Current	I <sub>BIAS</sub>	-	-	40	300	-	40	500	-	40	500	nA
Input Voltage Range	V <sub>I(R)</sub>	V <sub>CC</sub> = 30V (LM2904 , V <sub>CC</sub> = 26V)	0	-	V <sub>CC</sub> -2.0	0	-	V <sub>CC</sub> -2.0	0	-	V <sub>CC</sub> -2.0	V
Large Signal Voltage Gain	G <sub>V</sub>	V <sub>CC</sub> = 15V, R <sub>L</sub> = 2.0kΩ V <sub>O(P)</sub> = 1V to 11V	25	-	-	15	-	-	15	-	-	V/mV
Output Voltage Swing	V <sub>O(H)</sub>	V <sub>CC</sub> =30V (V <sub>CC</sub> = 26V for LM2904)	26	-	-	26	-	-	22	-	-	V
	V <sub>O(L)</sub>	R <sub>L</sub> = 2kΩ R <sub>L</sub> = 10kΩ	27	28	-	27	28	-	23	24	-	V
Output Current	I <sub>SOURCE</sub>	V <sub>I(+)</sub> = 1V, V <sub>I(-)</sub> = 0V V <sub>CC</sub> = 15V, V <sub>O(P)</sub> = 2V	10	30	-	10	30	-	10	30	-	mA
	I <sub>SINK</sub>	V <sub>I(+)</sub> = 0V, V <sub>I(-)</sub> = 1V V <sub>CC</sub> = 15V, V <sub>O(P)</sub> = 2V	5	8	-	5	9	-	5	9	-	mA
Differential Input Voltage	V <sub>I(DIFF)</sub>	-	-	-	V <sub>CC</sub>	-	-	V <sub>CC</sub>	-	-	V <sub>CC</sub>	V

LM2904,LM358/LM358A,LM258/LM258A

**Electrical Characteristics** (Continued)(V<sub>CC</sub> = 5.0V, V<sub>EE</sub> = GND, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	LM258A			LM358A			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage	V <sub>IO</sub>	V <sub>CM</sub> = 0V to V <sub>CC</sub> - 1.5V V <sub>O(P)</sub> = 1.4V, R <sub>S</sub> = 0Ω	-	1.0	3.0	-	2.0	3.0	mV
Input Offset Current	I <sub>IO</sub>	-	-	2	15	-	5	30	nA
Input Bias Current	I <sub>BIAS</sub>	-	-	40	80	-	45	100	nA
Input Voltage Range	V <sub>I(R)</sub>	V <sub>CC</sub> = 30V	0	-	V <sub>CC</sub> - 1.5	0	-	V <sub>CC</sub> - 1.5	V
Supply Current	I <sub>CC</sub>	R <sub>L</sub> = ∞, V <sub>CC</sub> = 30V	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	mA
		R <sub>L</sub> = ∞, V <sub>CC</sub> = 5V	-	0.5	1.2	-	0.5	1.2	mA
Large Signal Voltage Gain	G <sub>V</sub>	V <sub>CC</sub> = 15V, R <sub>L</sub> = 2kΩ V <sub>O</sub> = 1V to 11V	50	100	-	25	100	-	V/mV
Output Voltage Swing	V <sub>OH</sub>	V <sub>CC</sub> = 30V	R <sub>L</sub> = 2kΩ	26	-	-	26	-	V
			R <sub>L</sub> = 10kΩ	27	28	-	27	28	V
	V <sub>OL</sub>	V <sub>CC</sub> = 5V, R <sub>L</sub> = 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	I <sub>SC</sub>	-	-	40	60	-	40	60	mA
Output Current	I <sub>SOURCE</sub>	V <sub>I(+)</sub> = 1V, V <sub>I(-)</sub> = 0V V <sub>CC</sub> = 15V, V <sub>O(P)</sub> = 2V	20	30	-	20	30	-	mA
	I <sub>SINK</sub>	V <sub>I(+)</sub> = 1V, V <sub>I(-)</sub> = 0V V <sub>CC</sub> = 15V, V <sub>O(P)</sub> = 2V	10	15	-	10	15	-	mA
		V <sub>in +</sub> = 0V, V <sub>in -</sub> = 1V V <sub>O(P)</sub> = 200mV	12	100	-	12	100	-	μA
Differential Input Voltage	V <sub>I(DIFF)</sub>	-	-	-	V <sub>CC</sub>	-	-	V <sub>CC</sub>	V

**Note:**

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

LM2904,LM358/LM358A,LM258/LM258A

### Electrical Characteristics (Continued)

(V<sub>CC</sub> = 5.0V, V<sub>EE</sub> = GND, unless otherwise specified)The following specification apply over the range of -25°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +85°C for the LM258A; and the 0°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +70°C for the LM358A

Parameter	Symbol	Conditions	LM258A			LM358A			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage	V <sub>IO</sub>	V <sub>CM</sub> = 0V to V <sub>CC</sub> -1.5V V <sub>O(P)</sub> = 1.4V, R <sub>S</sub> = 0Ω	-	-	4.0	-	-	5.0	mV
Input Offset Voltage Drift	ΔV <sub>IO</sub> /ΔT	-	-	7.0	15	-	7.0	20	μV/°C
Input Offset Current	I <sub>IO</sub>	-	-	-	30	-	-	75	nA
Input Offset Current Drift	ΔI <sub>IO</sub> /ΔT	-	-	10	200	-	10	300	pA/°C
Input Bias Current	I <sub>BIAS</sub>	-	-	40	100	-	40	200	nA
Input Common-Mode Voltage Range	V <sub>I(R)</sub>	V <sub>CC</sub> = 30V	0	-	V <sub>CC</sub> -2.0	0	-	V <sub>CC</sub> -2.0	V
Output Voltage Swing	V <sub>O(H)</sub>	V <sub>CC</sub> = 30V	R <sub>L</sub> = 2kΩ	26	-	-	26	-	-
			R <sub>L</sub> = 10kΩ	27	28	-	27	28	-
Large Signal Voltage Gain	G <sub>V</sub>	V <sub>CC</sub> = 15V, R <sub>L</sub> =2.0kΩ V <sub>O(P)</sub> = 1V to 11V	25	-	-	15	-	-	V/mV
			10	30	-	10	30	-	mA
Output Current	I <sub>SOURCE</sub>	V <sub>I(+)</sub> = 1V, V <sub>I(-)</sub> = 0V V <sub>CC</sub> = 15V, V <sub>O(P)</sub> = 2V	5	9	-	5	9	-	mA
	I <sub>SINK</sub>	V <sub>I(+)</sub> = 1V, V <sub>I(-)</sub> = 0V V <sub>CC</sub> = 15V, V <sub>O(P)</sub> = 2V	-	-	V <sub>CC</sub>	-	-	V <sub>CC</sub>	V
Differential Input Voltage	V <sub>I(DIFF)</sub>	-	-	-	-	-	-	-	-

LM2904,LM358/LM358A,LM258/LM258A

## Typical Performance Characteristics

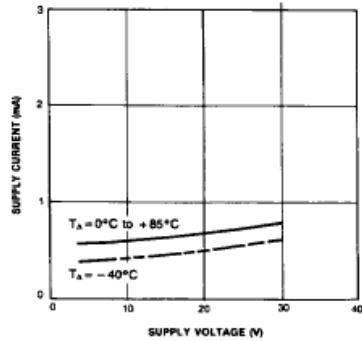


Figure 1. Supply Current vs Supply Voltage

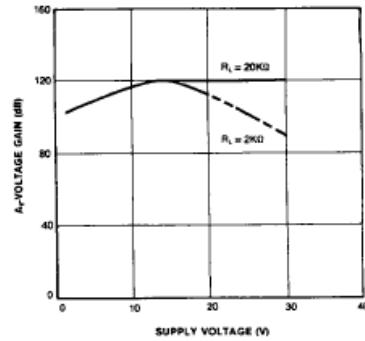


Figure 2. Voltage Gain vs Supply Voltage

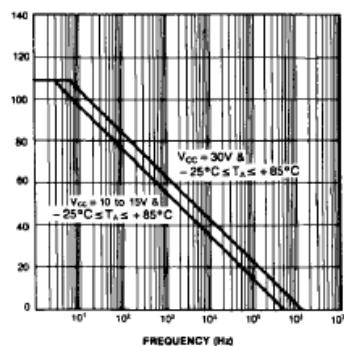


Figure 3. Open Loop Frequency Response

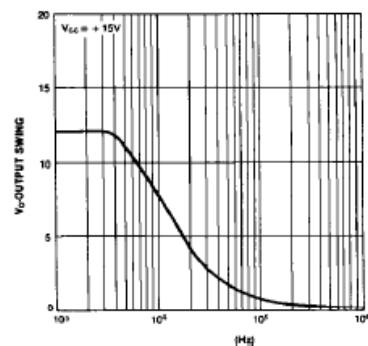


Figure 4. Large Signal Output Swing vs Frequency

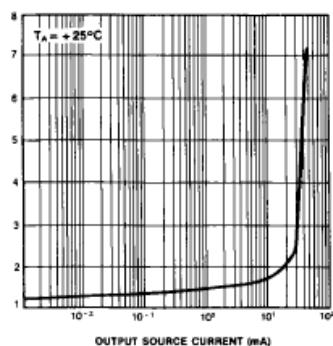


Figure 5. Output Characteristics vs Current Sourcing

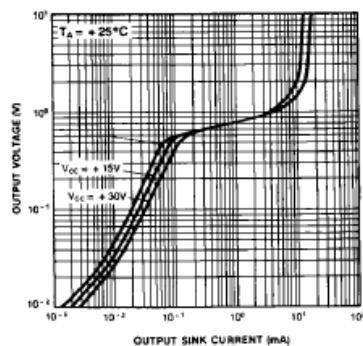


Figure 6. Output Characteristics vs Current Sinking

LM2904, LM358/LM358A, LM258/LM258A

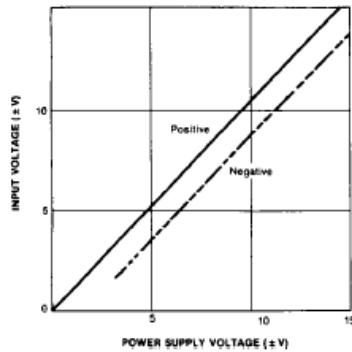
**Typical Performance Characteristics (Continued)**

Figure 7. Input Voltage Range vs Supply Voltage

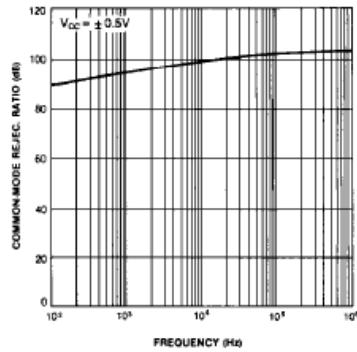


Figure 8. Common-Mode Rejection Ratio

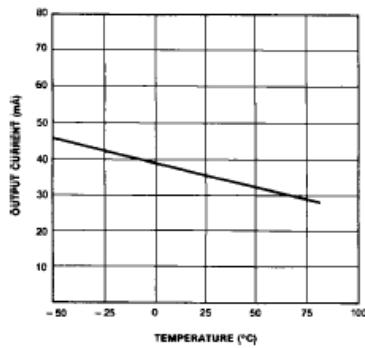


Figure 9. Output Current vs Temperature (Current Limiting)

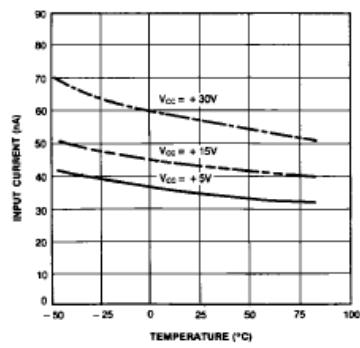


Figure 10. Input Current vs Temperature

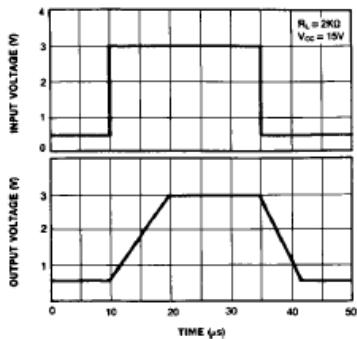


Figure 11. Voltage Follower Pulse Response

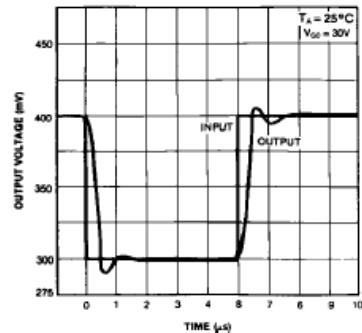


Figure 12. Voltage Follower Pulse Response (Small Signal)

**Falta Bibliografía**

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

## **Objetivo específico de la Parte III**

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

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

Item

Pag.

### **6-6 Reguladores lineales serie integrados.**

- 6-6-1 Composición interna de un regulador integrado.
- 6-6-2 Análisis del diagrama en bloques.

### **6-7 Circuito de protección internos.**

- 6-7-1 Regulación de red (Rred).
- 6-7-2 Regulación de carga (Rcar).
- 6-7-3 Resistencia de salida. (Rsal).
- 6-7-4 Coeficiente de temperatura. (C.T).
- 6-7-5 Tensión de ripple. (Vr).

### **6-8 Regulador lineal paralelo de tensión.**

- 6-8-1 Circuito regulador paralelo de tensión con Zener.
- 6-8-2 Características técnicas de los diodos Zener.
- 6-8-3 Ejemplo de diseño de un regulador con Zener.
- 6-8-4 Los factores de calidad del regulador Zener.
- 6-8-4a Efecto del ripple del rectificador.
- 6-8-4b Regulación de carga.
- 6-8-4c Resistencia de salida.
- 6-8-5 Regulador lineal paralelo con realimentación.
- 6-8-6 Ejemplo del análisis de un circuito regulador paralelo con A.O .
- 6-8-6 a Resolución del análisis.
- 6-8-6b Análisis por simulación.

### **6-9 Regulador lineal serie de tensión.**

- 6-9-1 Regulador lineal serie de tensión discreto.
- 6-9-1a Análisis del funcionamiento del regulador serie discreto.
- 6-9-2 Regulador lineal serie de tensión con amplificador operacional.
- 6-9-2a Ejemplo de diseño de un circuito regulador serie con A.O.
- 6-9-2b Simulación del circuito regulador serie de tensión.

## 6-9 Regulador lineal serie de tensión integrado.

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

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

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

#### 6-9-1a Análisis del diagrama en bloques

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

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

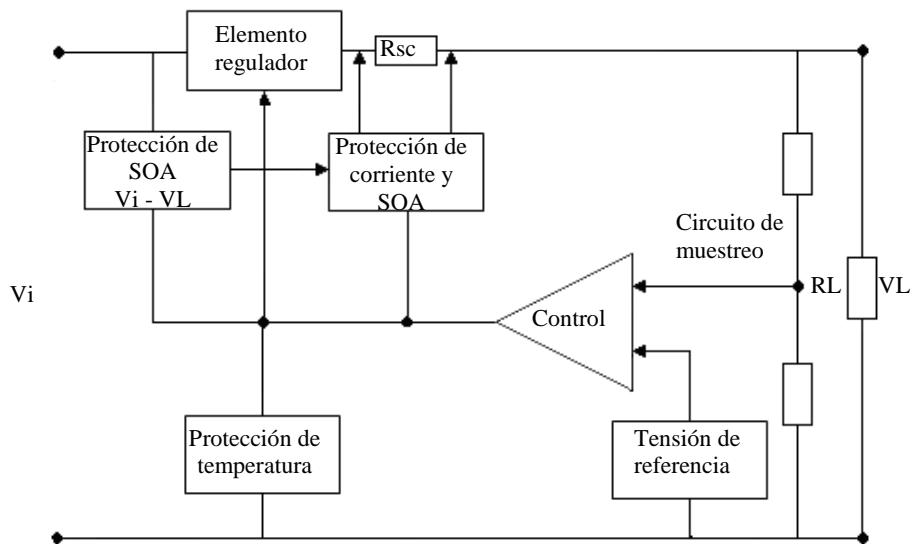


Figura. N° 6-55  
Diagrama en bloques de un regulador lineal integrado.

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

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

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

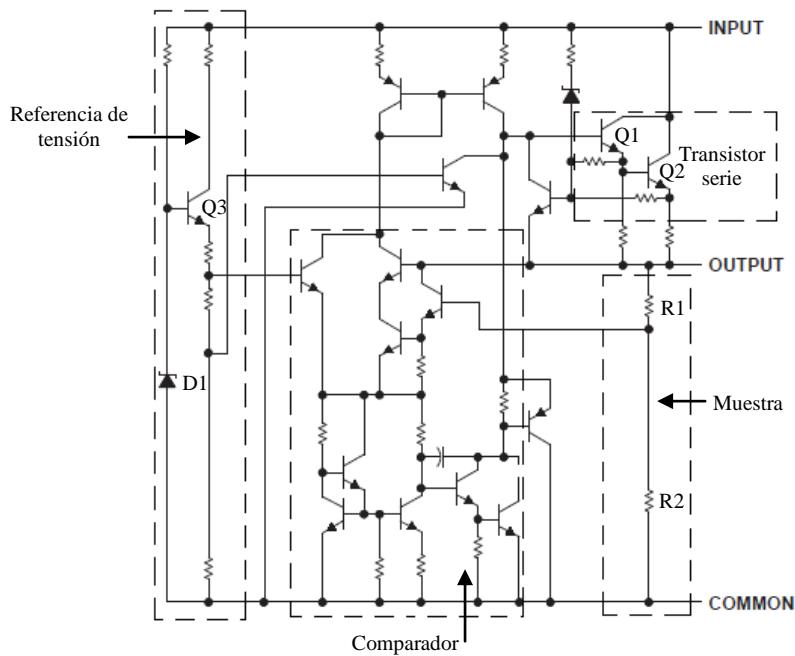


Figura. N° 6-56  
Circuito interno de un regulador lineal integrado.

### 6-9-2 Circuitos de protección

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

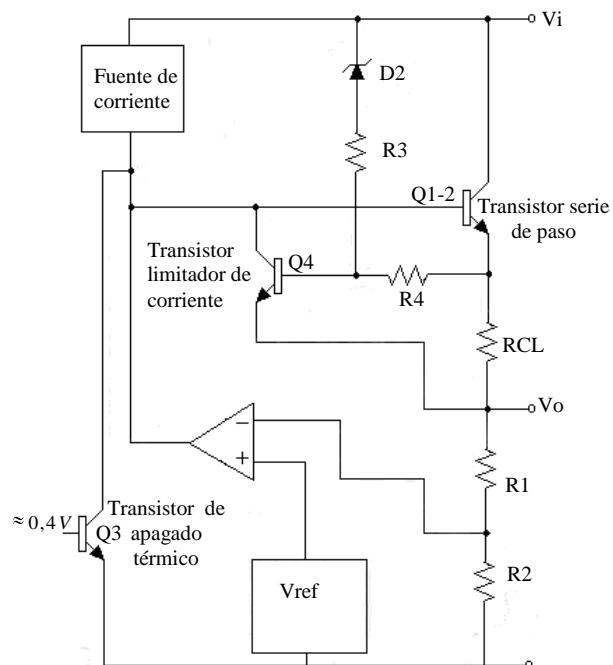


Figura. N° 6-57  
Esquema interno destacando las protecciones del

### 6-9-2a Circuito limitador de corriente.

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

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

Si bien la protección anterior garantiza no superar la  $I_{Cmax}$  que es uno de los límites establecidos por el SOA del transistor, existe la posibilidad que la tensión de entrada sea demasiado elevada y que el dispositivo alcance la  $V_{cemax}$  del SOA. En tal caso, cuando la diferencia entre la tensión de entrada y salida ( $V_i - V_o$ ) es mayor que la tensión nominal del zener D2, circulará un corriente proporcional a la diferencia  $V_i - V_o$  a través de D1, R3 y R4 hacia la salida. Esto provoca que la tensión base emisor de Q4 sea más grande que la tensión en  $R_{CL}$ . De esta forma Q4 se satura y baja la corriente de salida a través de  $R_{CL}$ , reduciendo el límite de corriente del regulador. Esto puede verse en la gráfica de la figura N°6-58 donde se presenta la curva de corriente de salida pico. En dicha curva puede apreciarse la reducción de la corriente límite debido al incremento de la temperatura de juntura. Este fenómeno se produce como resultado de la reducción de la tensión base emisor de Q4 necesaria para lograr encender el transistor cuando aumenta la temperatura de la juntura. Es importante notar en la selección del regulador, que el circuito de protección del área de seguridad SOA causa que el rendimiento máximo caiga significativamente cuando es grande la diferencia entre la tensión de salida y la de entrada ( $V_i - V_o$ ).

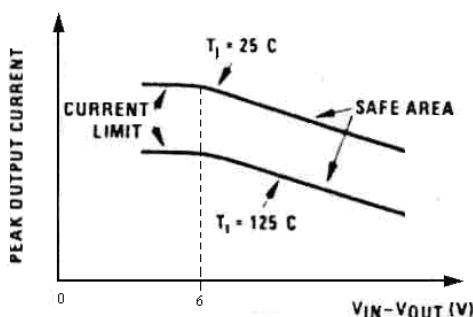


Figura. N° 6-58  
Curva de corriente max. versus de la tensión  $V_i - V_0$ .

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

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

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

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

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

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

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

#### Absolute Maximum Ratings<sup>(1)</sup>

over virtual junction temperature range (unless otherwise noted)

			MIN	MAX	UNIT
$V_I$	Input voltage	$\mu A7824C$		40	V
	All others			35	
$T_J$	Operating virtual junction temperature			150	°C
	Lead temperature	1.6 mm (1/16 in) from case for 10 s		260	°C
$T_{stg}$	Storage temperature range		-65	150	°C

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

#### Package Thermal Data<sup>(1)</sup>

PACKAGE	BOARD	$\theta_{JA}$	$\theta_{JC}$	$\theta_{JP}$ <sup>(2)</sup>
PowerFLEX (KTE) – OBSOLETE	High K, JESD 51-5	23°C/W	3°C/W	2.7°C/W
TO-220 (KCS, (KCT) (KC – OBSOLETE)	High K, JESD 51-5	19°C/W	17°C/W	3°C/W
TO-283 (KTT)	High K, JESD 51-5	25.3°C/W	18°C/W	1.94°C/W

#### Recommended Operating Conditions

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

#### uA7805 Electrical Characteristics

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

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

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

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

Figura. N° 6-59

Hoja de datos del regulador integrado LM7805.

Eduardo Alberto González  
eduardoalbertogonzalez@gmail.com

UTN - FRC

**Valores máximos admisibles** (Absolute Maximum Ratings)

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

**Condiciones de Operación Recomendada** (Recommended Operating Conditions).

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

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

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

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

**Rechazo de Ripple** (Ripple Rejection).

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

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

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

**Resistencia de salida** (Output Resistance).

Resistencia de salida medida a la frecuencia de 1KHz

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_O$	Output Voltage	$I_O = 50 \text{ mA}$ , $V_I = 3.3 \text{ V}$	1.238	1.25	1.263	V
		$I_O = 50 \text{ mA}$ , $V_I = 3.3 \text{ V}$ , $T_a = -25 \text{ to } 85^\circ C$	1.225		1.275	
$V_I$	Operating Input Voltage	$I_O = 500 \text{ mA}$	2.5		16	V
$I_O$	Output Current Limit			1		A
$\Delta V_O$	Line Regulation	$V_I = 2.5 \text{ to } 16 \text{ V}$ , $I_O = 5 \text{ mA}$		2	10	mV
$\Delta V_O$	Load Regulation	$V_I = 2.8 \text{ V}$ $I_O = 5 \text{ to } 500 \text{ mA}$		2	10	mV
$I_d$	Quiescent Current	$V_I = 2.5 \text{ to } 16 \text{ V}$ , $I_O = 0 \text{ mA}$	ON MODE	0.5	1	mA
		$V_I = 2.6 \text{ to } 16 \text{ V}$ , $I_O = 500 \text{ mA}$			12	
		$V_I = 6 \text{ V}$	OFF MODE	50	100	
SVR	Supply Voltage Rejection	$I_O = 5 \text{ mA}$	$f = 120 \text{ Hz}$	82		dB
		$V_I = 3.5 \pm 1 \text{ V}$	$f = 1 \text{ KHz}$	77		
			$f = 10 \text{ KHz}$	65		
$e_N$	Output Noise Voltage	$B = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ KHz}$		50		$\mu V$
$V_d$	Dropout Voltage	$I_O = 200 \text{ mA}$		1.25		V
$V_{IL}$	Control Input Logic Low	$T_a = -40 \text{ to } 125^\circ C$			0.8	V
$V_{IH}$	Control Input Logic High	$T_a = -40 \text{ to } 125^\circ C$		2		V
$I_I$	Control Input Current	$V_I = 6 \text{ V}$ , $V_C = 6 \text{ V}$		10		$\mu A$
$C_O$	Output Bypass Capacitance	$ESR = 0.1 \text{ to } 10 \Omega$ $I_O = 0 \text{ to } 500 \text{ mA}$	2	10		$\mu F$

Figura. N° 6-60  
Hoja de datos del regulador integrado LF12AB.

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

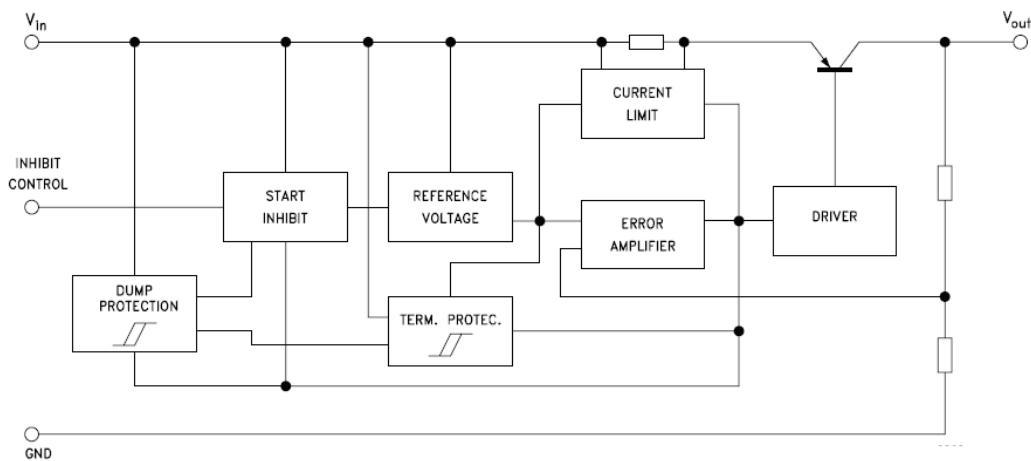


Figura. N° 6-61  
Diagrama en bloques del regulador LFXX.

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

#### **Corriente de reposo Id (Quiescent Current).**

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

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

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

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

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

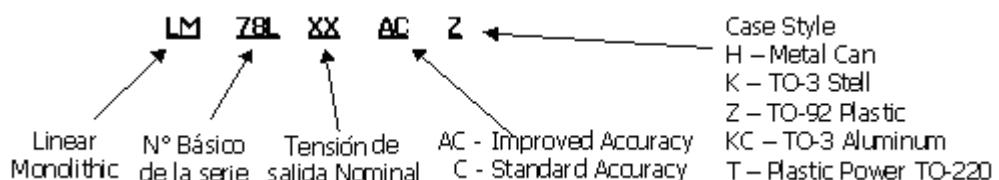
En el diagrama de la figura N° 6-61 se puede reconocer otro bloque el Dump Protection cuya función es la de evitar sobre tensiones a la entrada del dispositivo lo que puede ocasionar daños en la carga y/o un mal funcionamiento del regulador. Como se sabe los reguladores lineales pueden ser muy ineficientes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

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

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

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

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



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

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

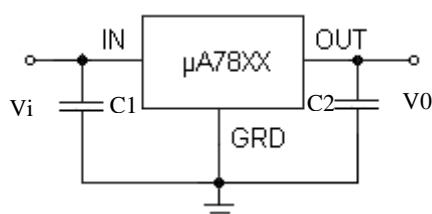


Figura. N° 6-62  
Circuito de aplicación básica del regulador LM78XX.

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

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

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

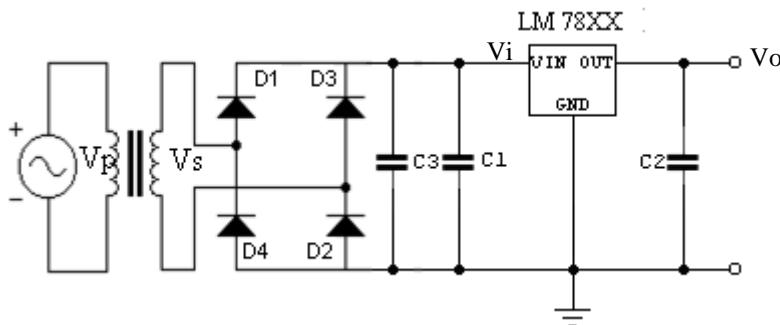


Figura N° 6-63  
Fuente de alimentación práctica con regulador fijo

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

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

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

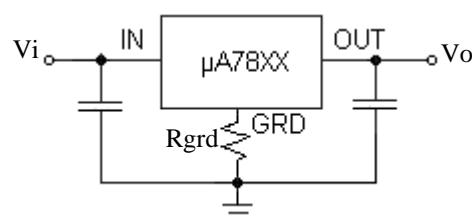


Figura N° 6-64

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

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

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

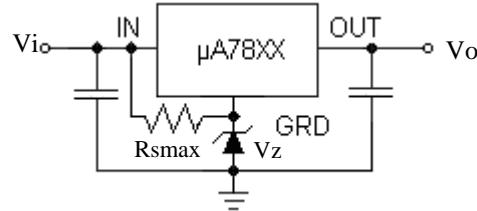


Figura N° 6-65

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

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

$$R_s \text{ max} = \frac{V_i \text{ min} - V_z}{I_z \text{ min} + I_L \text{ max}}$$

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

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

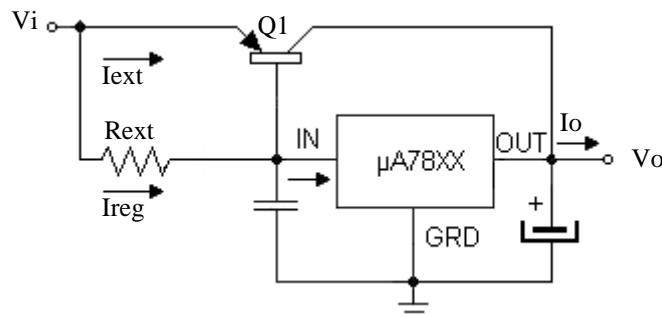


Figura N° 6-66  
Circuito elevador de corriente

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

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

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

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

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

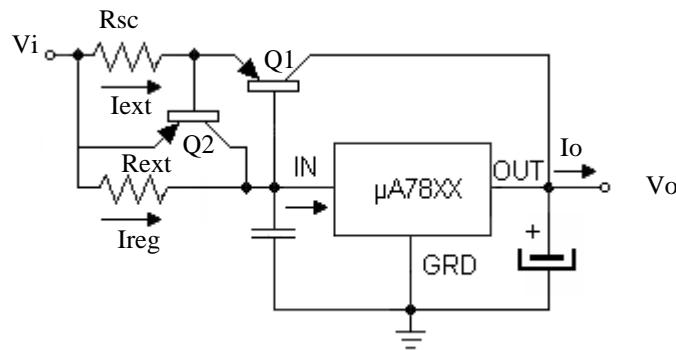


Figura N° 6-67  
Elevador de corriente con protección por sobrecarga

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Y para el caso de cortocircuito será.

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

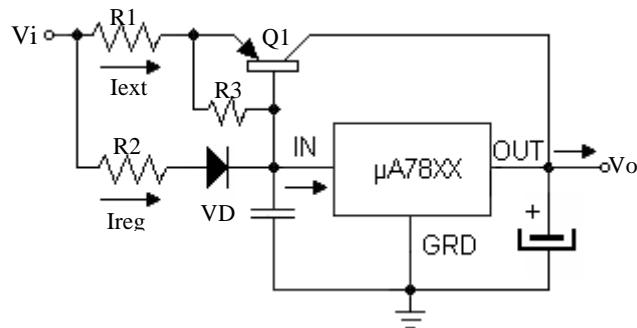


Figura N° 6-68  
Elevador de corriente con protección por sobrecarga y térmica

Si el regulador y Q1 tienen la misma resistencia térmica juntura-carcasa  $\theta_{jc}$  y el disipador del transistor de paso tiene  $R_2/R_1$  veces la capacidad de disipar del disipador del regulador, la protección térmica del regulador se extenderá al Q1. Esto hace que sea particularmente importante la selección del transistor de paso Q1 y del diodo VD.

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

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

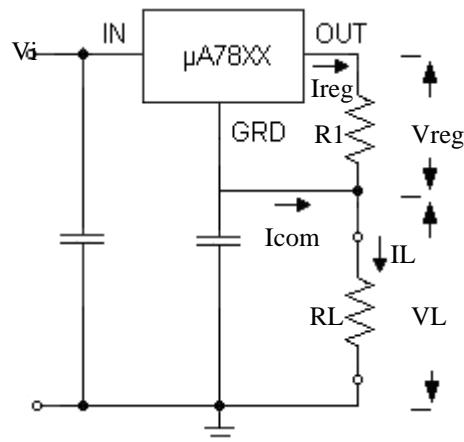


Figura. N° 6-69  
Fuente de corriente constante con regulador lineal integrado.

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

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

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

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

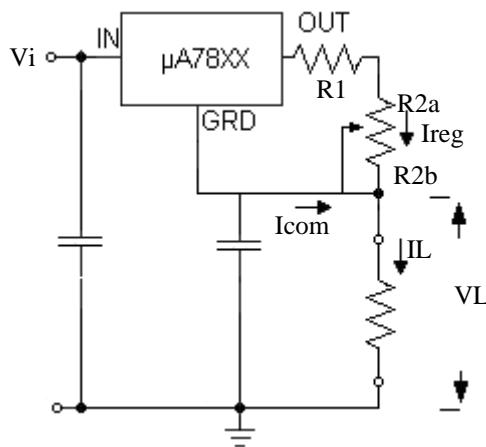


Figura. N° 6-70  
Fuente de corriente constante ajustable.

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

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

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

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

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

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

Sus características son:

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

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

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

#### Ejemplo N° ....

a) Se solicita diseñar de modo que:

Corriente mínima  $I_{Lmin}$  = 100 mA

Corriente máxima  $I_{Lmax}$  = 200 mA

Margen de ajuste de  $\Delta I_L$  = 100[mA]

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

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

#### Resolución:

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

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

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

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

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

$$12V = V_{reg} + V_{dropout} + RL \max \cdot IL \max \text{ o } IL_{min} \Rightarrow 12V = 5V + 2V + 5V$$

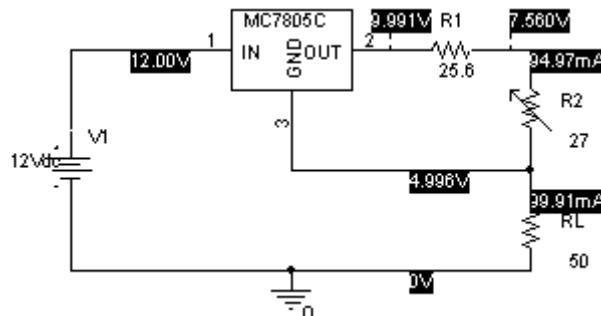
Luego la  $RL_{max}$  para cada límite de corriente será  $IL = 200mA$

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

Para el caso de  $IL = 100mA$  se tendrá.

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

c) 1- El circuito a simular para  $IL = 100mA$  y  $RL_{max}$  es el siguiente.

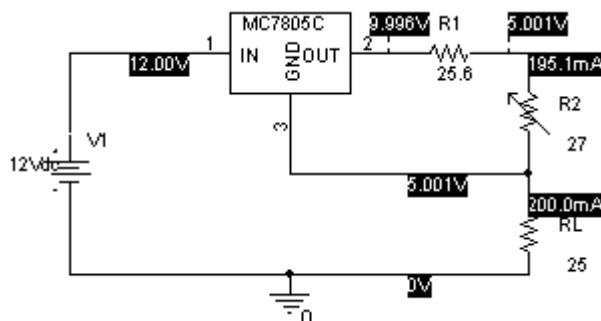


Se pudo demostrar que la corriente se mantiene el valor aproximado de 0 a  $50\Omega$  y luego comienza a decaer.

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

$$\text{Para } RL = 60 \Omega \Rightarrow IL = 94,16mA$$

Para el caso de  $IL_{max} = 200mA$  sucede algo similar, sobre  $RL$  mayor que  $25\Omega$  la corriente comienza a disminuir.



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

Para  $RL = 35 \Omega \Rightarrow IL = 171,8 \text{ mA}$

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

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

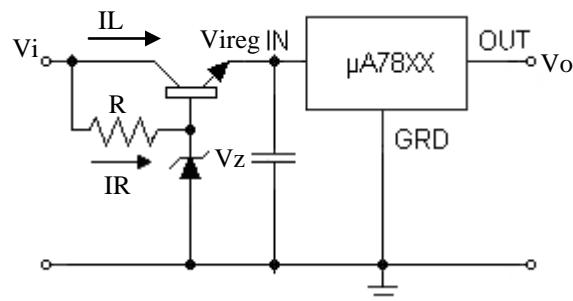


Figura. N° 6-71  
Fuente con entrada de tensión superior a la del regulador.

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

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

La máxima potencia disipada por el transistor de paso será.

$$P_c \max = IL \max \times |Vi - V_{reg}| \quad \text{donde} \quad IL \max = I_{reg} \max$$

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

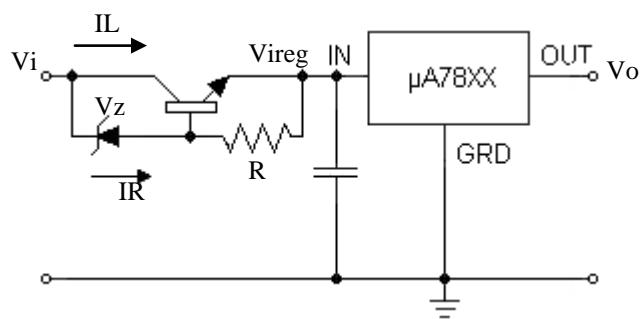


Figura. N° 6-72  
Fuente con entrada de tensión superior a la del regulador.

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

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

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

#### Ejemplo N° ....

Se solicita.

a) Diseñar de modo que:

Corriente máxima de carga  $IL_{max} = 0,3 \text{ A}$ .

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

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

#### Resolución:

a) 1- De acuerdo a los datos propuestos.

$IL_{max} = 300\text{mA}$

$VL = 5\text{V}$

$V_i = 24\text{V}$

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

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

$IL_{max} = 500 \text{ mA}$

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

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

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

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

Luego la tensión  $V_{ireg}$  será.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

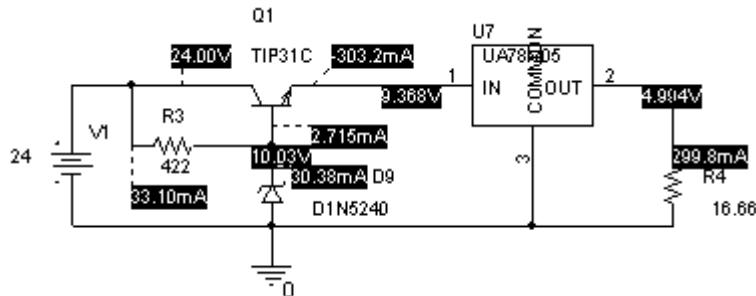
Luego la potencia disipada por el zener será.

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

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

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

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



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

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

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

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

$$V_o = V_{reg} + V_z 2$$

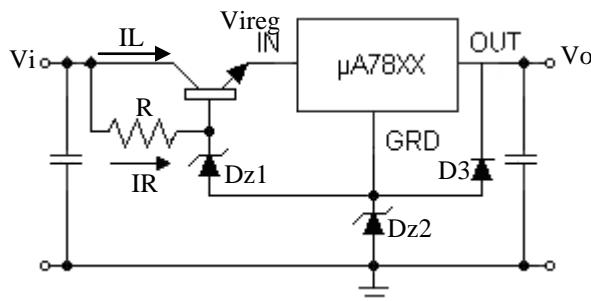


Figura. N° 6-73  
Fuente tensión de salida superior a la del regulador.

En conjunto Dz1 y el transistor Q tal como se vió en el apartado anterior fija el valor de Vireg al valor necesario y dentro del SOA del regulador. La Ec.... muestra el valor que deberá tener la Vireg

$$V_{reg} \approx V_z 2 + V_z 1 - 1$$

El diodo D3 cumple la función de aportar corriente a la carga en el momento de arranque cuando la carga es muy grande en el momento en el cual la Vo supera la Vz2 dejando de conducir y cesando la ayuda para el arranque. Por otra parte durante un cortocircuito sostiene la tensión Vz2 en 0,7V lo que produce una fuerte disminución de la Vireg como se muestra en la Ec....y de esta manera protege al regulador contra una elevada tensión diferencial.

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

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

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

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

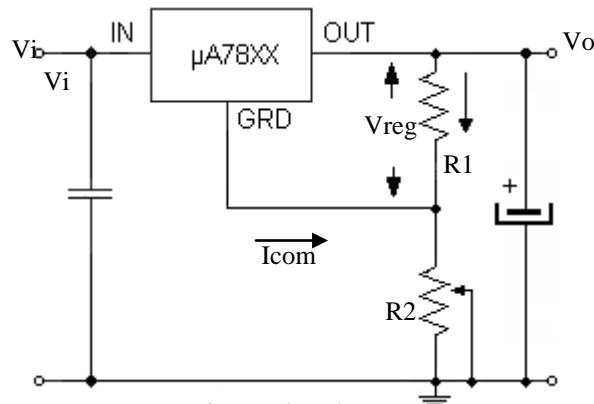


Figura. N° 6-74  
Fuente tensión de salida ajustable.

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

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

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

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

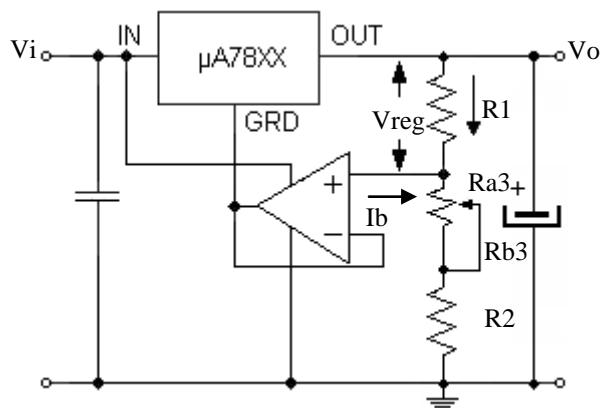


Figura. N° 6-75  
Fuente tensión de salida ajustable independiente de  $I_{com}$ .

Como el amplificador operacional está conectado en configuración seguidora la tensión presente en la entrada no inversora será la misma que se aplica en la terminal común del regulador. Por esa razón en la [Ec...](#) para el análisis del funcionamiento del circuito se debe considerar  $IR_1 \gg Ib$ .

$$V_o = V_{reg} \left( \frac{R1 + R2 + R3}{R1} \right)$$

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

$$V_o \text{ min} = V_{reg} + V^{(+)} \text{ min} \quad \text{para} \quad R2 = 0$$

Para esa condición se tiene que la Ec.. permite determinar el valor de R3 fijando un valor de R1 tal que  $IR1 >> Ib$ . Luego se podrá determinar el valor de R2max a partir de la Ec(a)....

$$V^{(+)} \text{ min} = \frac{R3}{R1} V_{reg}$$

La máxima tensión a la salida estará dada por la Ec(a)....

$$V_o \text{ max} = \frac{R1 + R2 \text{ max} + R3}{R1} V_{reg}$$

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

En el circuito de la figura N° 6-76 el subcircuito compuesto por los transistores Q1 y Q2 actúan como una llave electrónica que permite la operación de encendido y apagado del regulador. La selección del transistor Q2 y el cálculo de R3 se podrán realizar teniendo en cuenta el nivel lógico de la tensión Vs a utilizar.

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

Cuando la Vs satura al Q2 circulará la Isat lo que a su vez producirá la tensión para saturar al Q1 y por lo tanto se enciende el regulador.

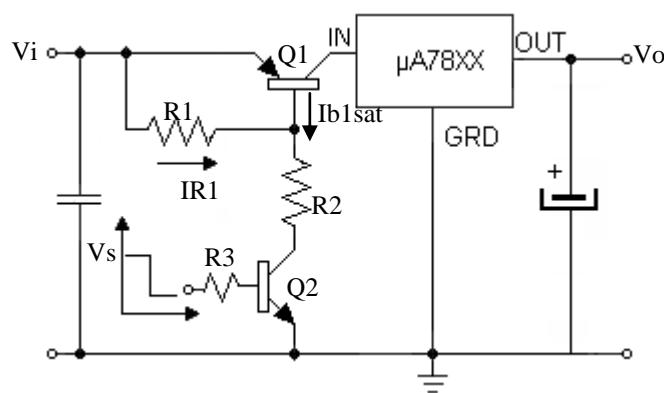


Figura. N° 6-76  
Regulador con encendido/apagado electrónico.

Las resistencias R1, R2 y R3 deben ser dimensionadas de manera que garanticen la saturación de Q1 y Q2. El transistor Q1 debe ser elegido para que soporte la corriente máxima del regulador  $I_{reg} \text{ max}$  durante la conducción y la tensión  $V_{ce} = Vi - V_{out,drop}$  durante el corte.

Por otra parte el Q2 deberá ser capaz de suministrar la corriente de base  $I_{b1sat}$  del Q1 mas la de polarización  $IR1$ .

A partir de estos criterios de selección de los transistores Q1 y Q2 se puede plantear el cálculo de las respectivas resistencias como sigue. Se deberá elegir el valor de IR1 que garantice la tensión  $V_{be1sat}$ .

Si se tiene en cuenta que:

$$I_{c\ 2\ sat} = I_{b1\ sat} + IR_1$$

$$I_{b\ 2\ sat} = \frac{I_{c\ 2\ sat}}{\beta_{\min\ sat}}$$

Luego las resistencias serán.

$$R_1 = \frac{V_{be\ 1\ sat}}{IR_1}$$

$$R_2 = \frac{V_i - V_{be\ 1\ sat}}{I_{c\ 2\ sat}}$$

$$R_3 = \frac{V_s - V_{be\ 2\ sat}}{I_{b\ 2\ sat}}$$

### 6-9-5 Protección contra descargas de capacitores.

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

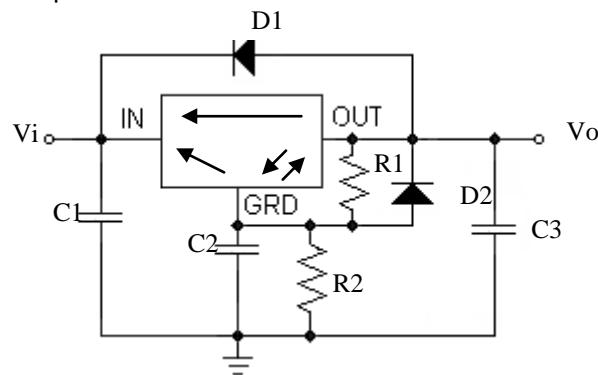
Las fuentes más probables de estos transitorios son los capacitores externos utilizados con los reguladores con el fin de mejorar el comportamiento respecto al ripple, ruidos y estabilidad. La figura N° 6-... muestra el camino de descarga de los diferentes capacitores utilizados. El capacitor de entrada  $C_1$  no va a causar ningún problema en ninguna de las condiciones. El capacitor del pin de masa  $C_2$  (o pin de ajuste del LM117) puede descargarse a través de dos vías que toleran bajas corrientes.

Si se cortocircuita la salida  $V_o=0$ ,  $C_2$  se descargará a través del terminal común, con posibilidad de dañar el regulador. Esto se soluciona mediante el diodo polarizado inversamente,  $D_2$  que desvía la corriente a masa alrededor del regulador.

Si es la entrada la que se pone en cortocircuito,  $C_3$  se puede descargar por el pin de salida, hacia la entrada dañando también el regulador. En este caso es el diodo  $D_1$  el que ofrece una vía alternativa a la corriente de descarga de  $C_3$ , evitando el daño al CI.

Además, cuando se pone en cortocircuito la entrada, tanto  $D_1$  como  $D_2$ , hacen que  $C_2$  se descarga a través de ambos diodos, en lugar del terminal común.

Estos diodos se vuelven más importantes a tensiones de salida superiores, ya que la energía almacenada en los capacitores es grande y por lo tanto más destructiva. Con reguladores negativos y los ajustables tipo LM117, hay un diodo interno en paralelo con  $D_1$  de salida a la entrada, eliminando la necesidad de un diodo externo si el capacitor de salida es inferior a 25  $\mu F$

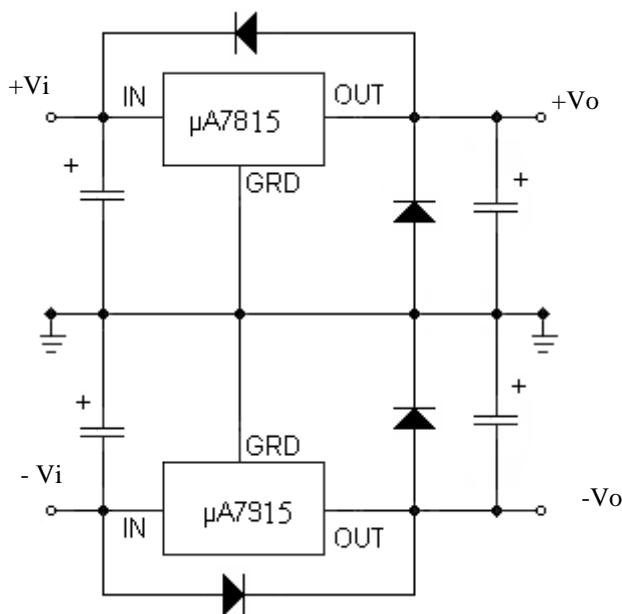


Otra condición transitoria que ha demostrado causar problemas es la pérdida momentánea de las conexiones de masa. Esto hace que a través del regulador se cargue el capacitor de salida C3 prácticamente a la tensión de entrada no regulada. Si ahora se conecta nuevamente la masa, el capacitor de salida,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

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

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

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



Es posible que esta fuente de alimentación dual sea suficiente para una aplicación en la que se necesita una tensión de salida de +/- 15V fija.

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

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

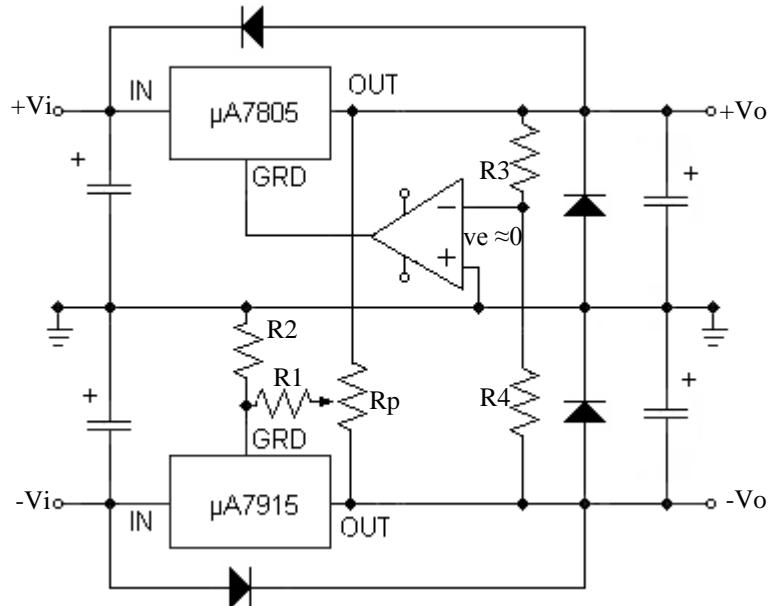
### 6-9-5 Circuito regulador dual con ajuste de la salida y seguimiento (Tracking).

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

El conjunto Rp y R1 actúa como un generador de corriente constante bidireccional cuya dirección e intensidad depende de la posición del cursor. Esta corriente circula por R2 produciendo sobre ésta una caída de tensión que se suma o resta según la polaridad a los -15V del regulador (7915) de este modo es posible ajustar la tensión de salida negativa con buena precisión.

Por otra parte, esta tensión de -15V aparece aplicada sobre R4 (considerando ve ≈ 0). Además la corriente que circulará por R4 será igual a la de R3 y si R3 = R4 la tensión sobre R3 será de + 15V lo que forzará al

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



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

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

Se plantea que la fuente primaria será una dual no regulada de +/- 20V.

#### Ejemplo N° ....

Se solicita.

a) Diseñar de modo que:

Corriente mínima de carga  $IL_{min} = 0,1 \text{ A}$ .

Corriente máxima de carga  $IL_{max} = 1 \text{ A}$ .

Tensión continua de salida  $VL = +/- 15\text{V}$ .

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

Margen de ajuste (o calibración) de la tensión de salida +/- 500mV mínimo.

c) Simular el circuito

Con carga mínima y máxima.

Verificar el margen de ajuste

#### Resolución:

a) 1-Se propone el circuito del punto ..... en el cual para conseguir el margen de corriente de salida solicitado se pueden utilizar los reguladores μA7915C y el μA7805C que manejan corrientes hasta de 1,5 A de salida. Además se puede alcanzar sin problemas la tensión de dropout de 1,1V para el 7915 y de 2V para el 7805.

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

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

De acuerdo al margen de ajuste solicitado  $+/-\Delta VL = 0,5\text{V}$  es aconsejable plantearlo con tolerancia por ejemplo  $+/-\Delta VL = 0,6\text{V}$ . Por otra parte de la hoja de datos del 7915 se tiene que la corriente aproximada del terminal

común es de  $I_{GND} = 1,5\text{mA}$ . Luego la corriente  $IR_2$  deberá ser mucho mayor que  $I_{GND}$  o sea  $IR_2 \approx 10 I_{GND} = 1,5 \text{ mA} \cdot 10 = 15\text{mA}$ .

$$R_2 = \frac{\Delta V_L}{IR_2} = \frac{0,6V}{15\text{ mA}} = 40\Omega \approx 40,2\Omega \text{ 1\%}$$

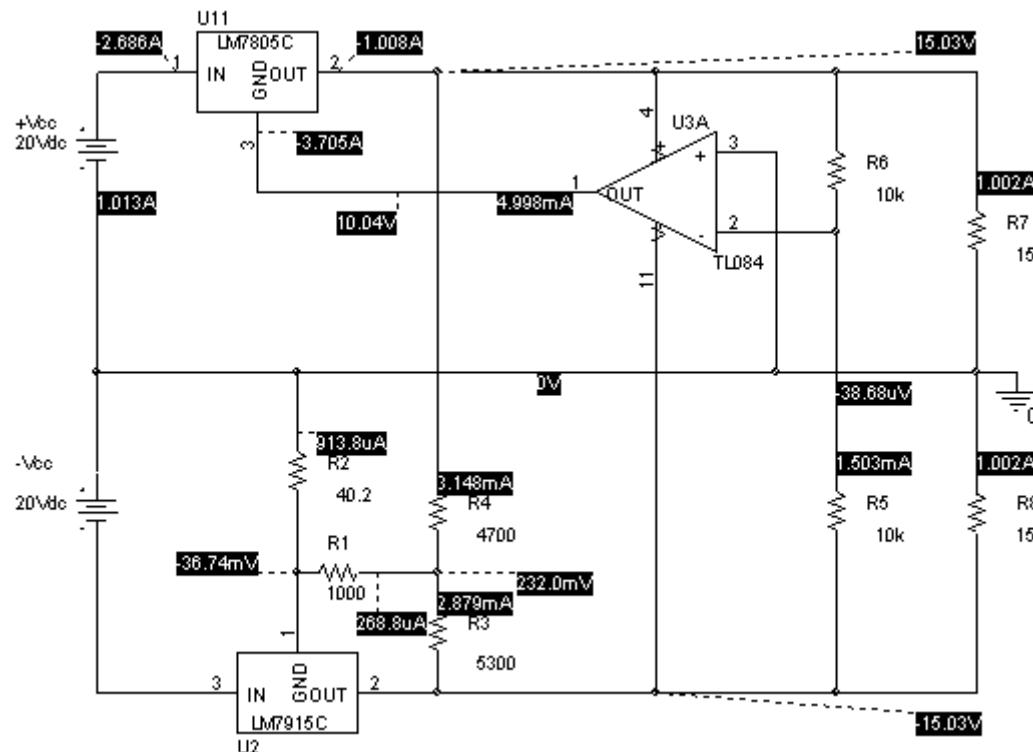
b) 2- Para calcular  $R_1$  se supone la máxima tensión de salida  $V_L = 15,6\text{V}$  (o sea  $+Rp = 0$ )

$$R_1 = \frac{V_L \text{ max} - 0,6}{IR} = \frac{15,6V - 0,6V}{15\text{ mA}} = 1K\Omega$$

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

En el divisor constituido por  $R_4$  y  $R_6$  se podrán usar resistencias de alto valor dado que el AO no carga el divisor y a su vez conviene que sean lo mas precisa posible. Por ejemplo  $10\text{ K}\Omega$  al 1%.

c) 1- El circuito a simular será:



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

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

### 6-9-5 Aplicaciones de los reguladores de la serie LFXX.

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

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

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

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

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

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

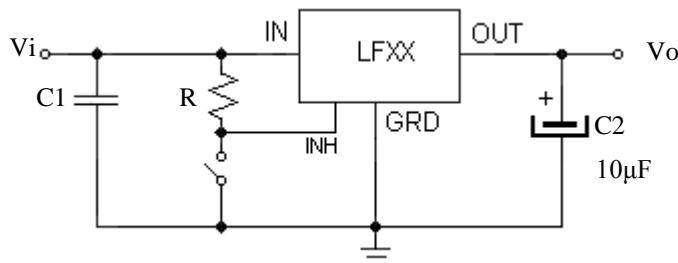


Figura. N° 6-.....  
Circuito básico de aplicación del LFXX.

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

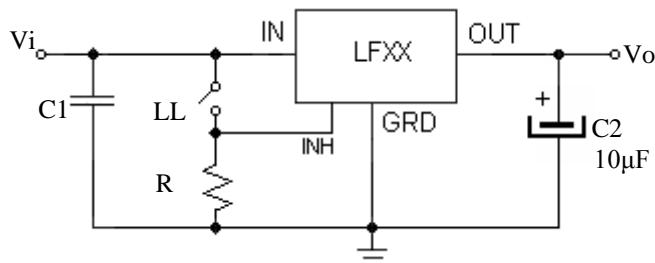


Figura. N° 6-....  
Circuito básico de aplicación del LFXX.

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

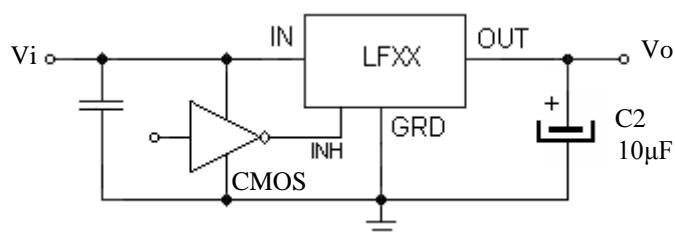


Figura. N° 6-....  
Circuito básico de aplicación del LFXX.

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

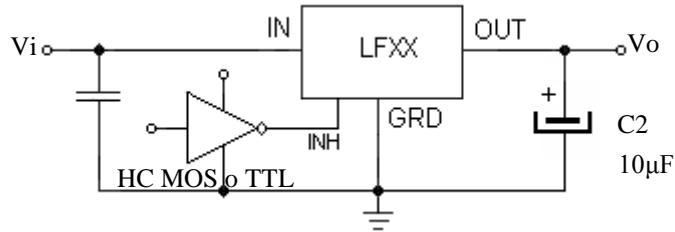


Figura. N° 6-....  
Circuito básico de aplicación del LFXX.

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

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

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

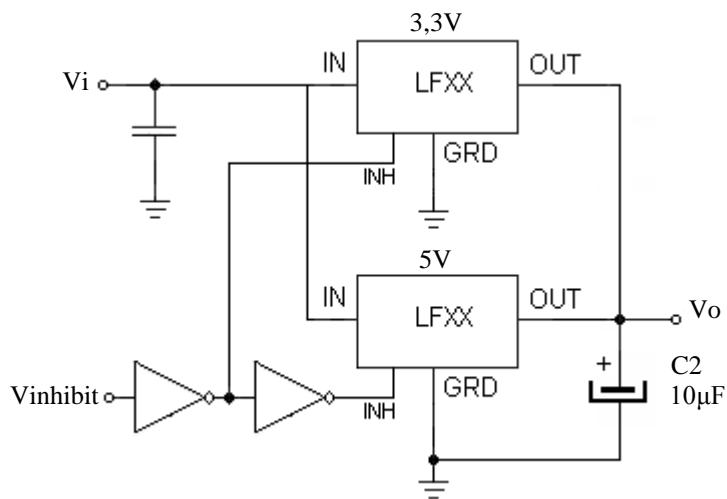


Figura. N° 6-....  
Circuito con dos niveles de salida seleccionable.

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

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

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

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

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

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

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

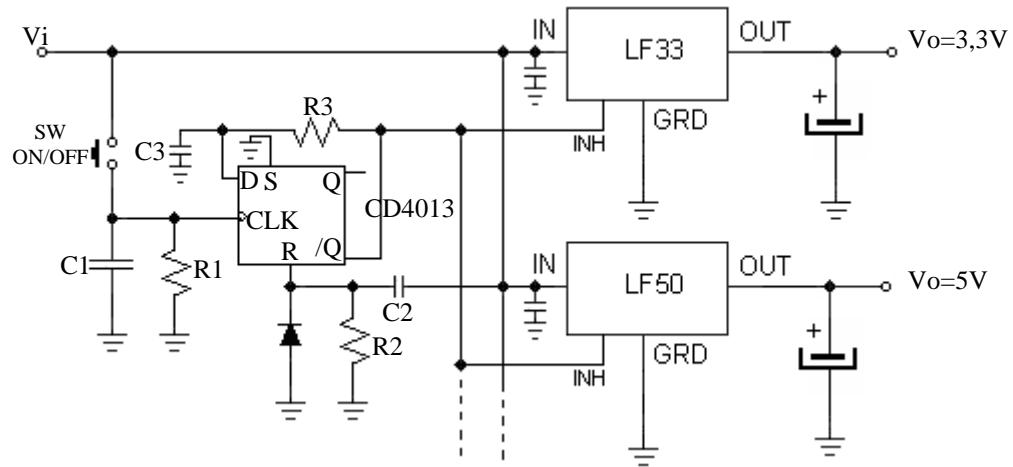


Figura. N° 6-....  
Circuito con salidas múltiples con pulsador

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

TRUTH TABLE

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

No Change

Logic 0 = Low      \* = Level change  
 Logic 1 = High      X = Don't care

### 6-9-5 Fuente con salidas múltiples secuencial.

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

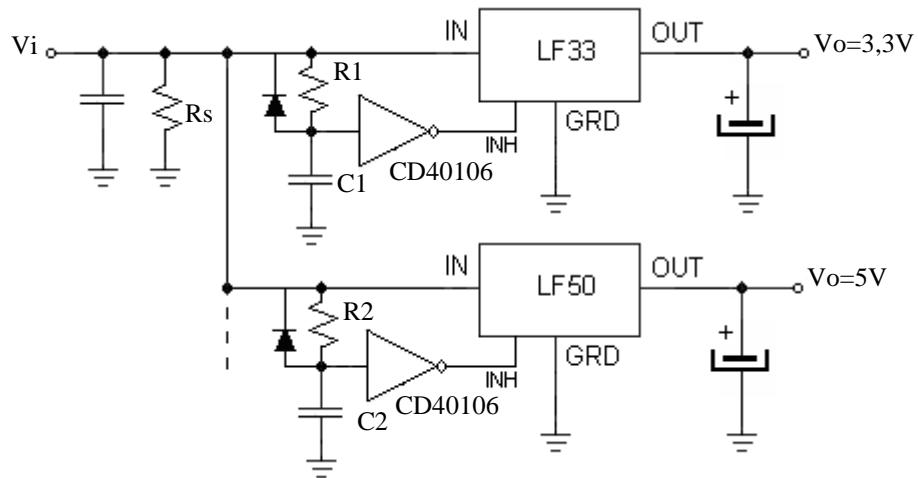


Figura. N° 6-....  
Circuito con salida múltiple secuencial.

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

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

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

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

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

Normalmente la corriente que circula por R1 es del orden de los 5mA y por lo tanto mucho mayor que la del terminal de ajuste de 50 $\mu$ A. De esta manera la corriente de polarización causa un error pequeño en la tensión de salida. Además, este error está adecuadamente regulado contra las variaciones de la tensión de línea y en las variaciones de la corriente de carga, por lo cual dicha corriente no contribuye prácticamente con ningún error en la regulación.

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

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

Finalmente

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

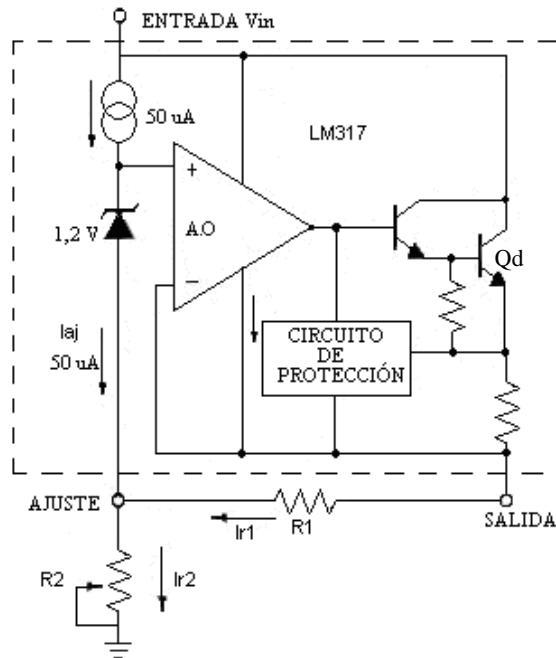


Figura. N° 6-....  
Circuito equivalente del regulador LM317.

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

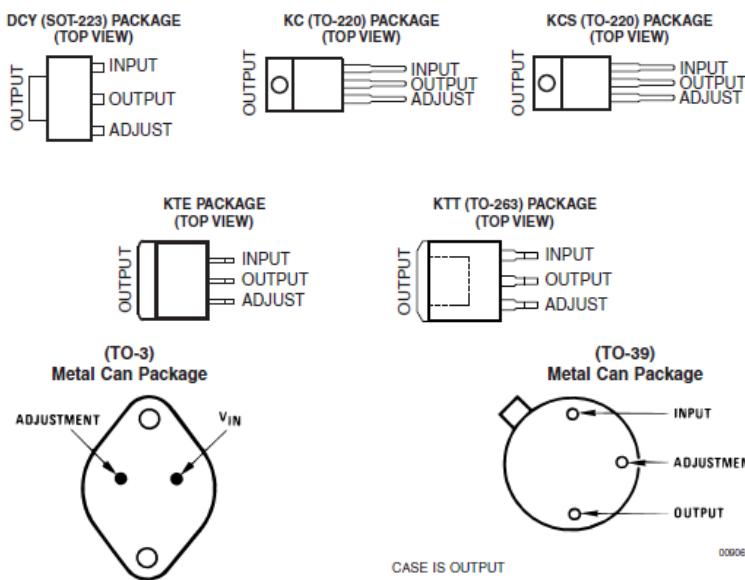
Si el terminal de ajuste se conecta a masa, el dispositivo actúa como un regulador fijo de 1,25 V.

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

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

#### FEATURES

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



### Recommended Operating Conditions

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

### Electrical Characteristics

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>(1)</sup>		MIN	TYP	MAX	UNIT	
			$T_J = 25^\circ\text{C}$	0.01	0.04	%/V	
Line regulation <sup>(2)</sup>	$V_I - V_O = 3 \text{ V to } 40 \text{ V}$	$T_J = 0^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	0.02	0.07			
Load regulation		$V_O \leq 5 \text{ V}$		25	mV		
		$V_O \geq 5 \text{ V}$		0.1	0.5	% $V_O$	
		$T_J = 0^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	$V_O \leq 5 \text{ V}$	20	70	mV	
			$V_O \geq 5 \text{ V}$	0.3	1.5	% $V_O$	
Thermal regulation	20-ms pulse,	$T_J = 25^\circ\text{C}$		0.03	0.07	% $V_O/\text{W}$	
ADJUST terminal current				50	100	μA	
Change in ADJUST terminal current	$V_I - V_O = 2.5 \text{ V to } 40 \text{ V}$ , $P_D \leq 20 \text{ W}$ , $I_O = 10 \text{ mA to } 1500 \text{ mA}$			0.2	5	μA	
Reference voltage	$V_I - V_O = 3 \text{ V to } 40 \text{ V}$ , $P_D \leq 20 \text{ W}$ , $I_O = 10 \text{ mA to } 1500 \text{ mA}$		1.2	1.25	1.3	V	
Output-voltage temperature stability	$T_J = 0^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$			0.7		% $V_O$	
Minimum load current to maintain regulation	$V_I - V_O = 40 \text{ V}$			3.5	10	mA	
Maximum output current	$V_I - V_O \leq 15 \text{ V}$ , $P_D < P_{MAX}^{(4)}$		1.5	2.2		A	
	$V_I - V_O \leq 40 \text{ V}$ , $P_D < P_{MAX}^{(4)}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$		0.15	0.4			
RMS output noise voltage (% of $V_O$ )	$f = 10 \text{ Hz to } 10 \text{ kHz}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$			0.003		% $V_O$	
Ripple rejection	$V_O = 10 \text{ V}$ , $f = 120 \text{ Hz}$	$C_{ADJ} = 0 \mu\text{F}^{(3)}$	57			dB	
		$C_{ADJ} = 10 \mu\text{F}^{(3)}$	62	64			
Long-term stability	$T_J = 25^\circ\text{C}$			0.3	1	%/1k hr	

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

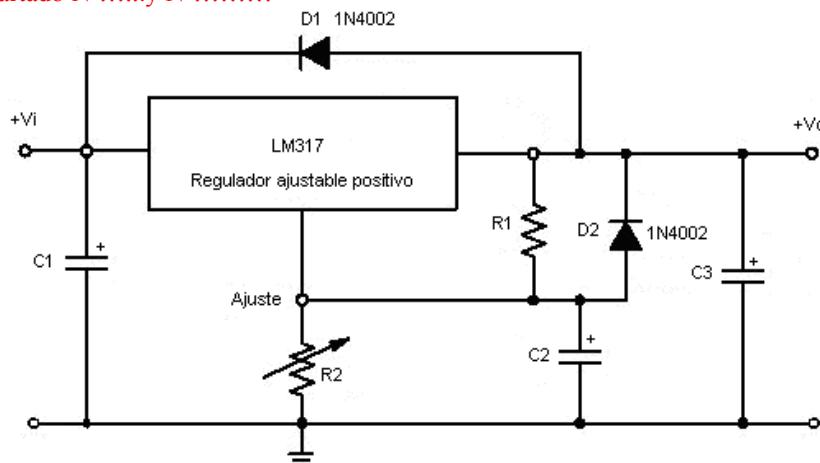
(2) Line regulation is expressed here as the percentage change in output voltage per 1-V change at the input.

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

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

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

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



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

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