

FUENTE DE ALIMENTACION CON SISTEMA DE PROTECCION
PARA ALIMENTAR AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO

Ing. Daniel O. Perilli

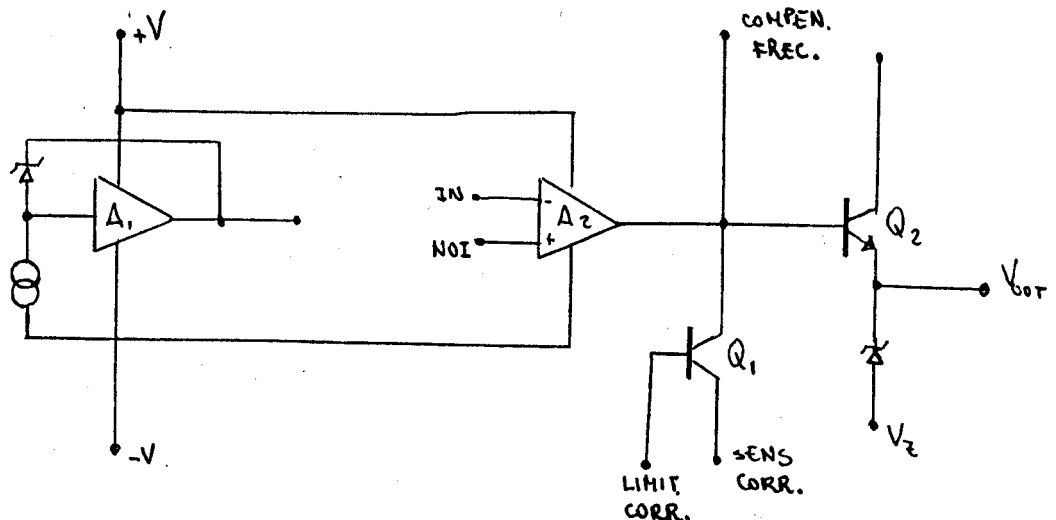
Este circuito se utiliza para proteger y fijar el punto de polarización de FET's, que forman parte de un amplificador de RF.

Descripción de las distintas partes

Regulador de voltaje de precisión Se trata de un regulador continuo serie, cuya finalidad es lograr que la tensión de salida sea independiente de la impedancia de carga, de la tensión de entrada y de la temperatura.

Regulador de tensión $\mu A723$: Este regulador puede dar una salida variable de 2 a 37 V., siendo la corriente de salida inferior a 150 mA. Para mayor corriente se tendría que acoplar un transistor de potencia adicional.

El circuito equivalente de este amplificador es el siguiente:



A₁: amplificador de tensión de referencia

A₂: amplificador de error

Q₁: transistor limitador de corriente

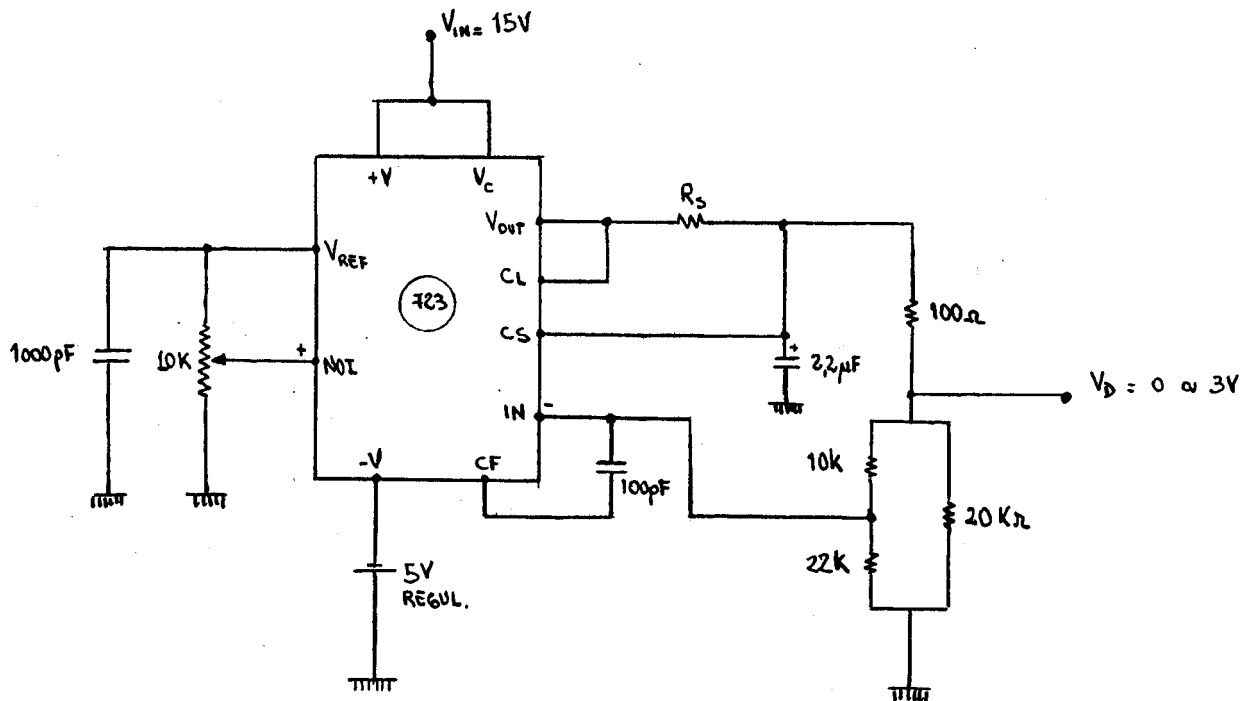
Q₂: transistor de paso serie

IN: entrada inversora

NOI: entrada no inversora

±V: tensiones de alimentación

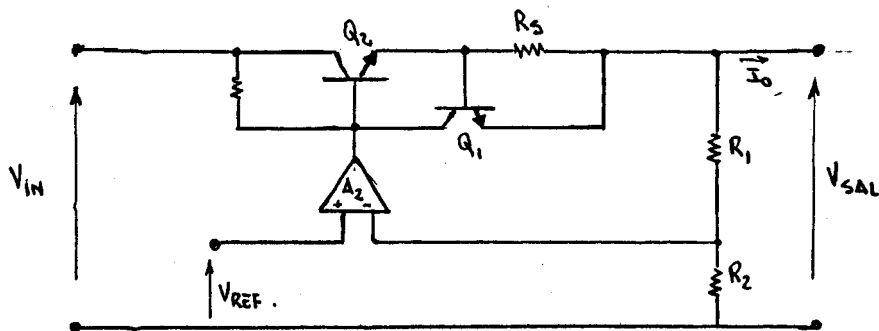
Fuente de alimentación con salida fija de 0 a 3V y aprox. 35 mA



Calculo de la I_{omax}.

Para calcular la I_{omax}. hay que ver primero el funcionamiento de la protección interna por límite de corriente.

Diagrama interno simplificado

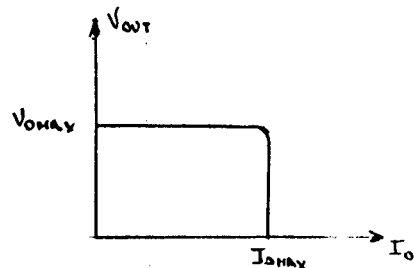


Consta de una resistencia sensora R_s en serie con la carga y de un transistor de protección Q_1 que se encuentra normalmente cortado, actúa limitando la corriente de salida del regulador cuando su diferencia de potencial V_{be} supera un cierto valor umbral V_p de modo que:

$$I_{Omax} = V_p / R_s$$

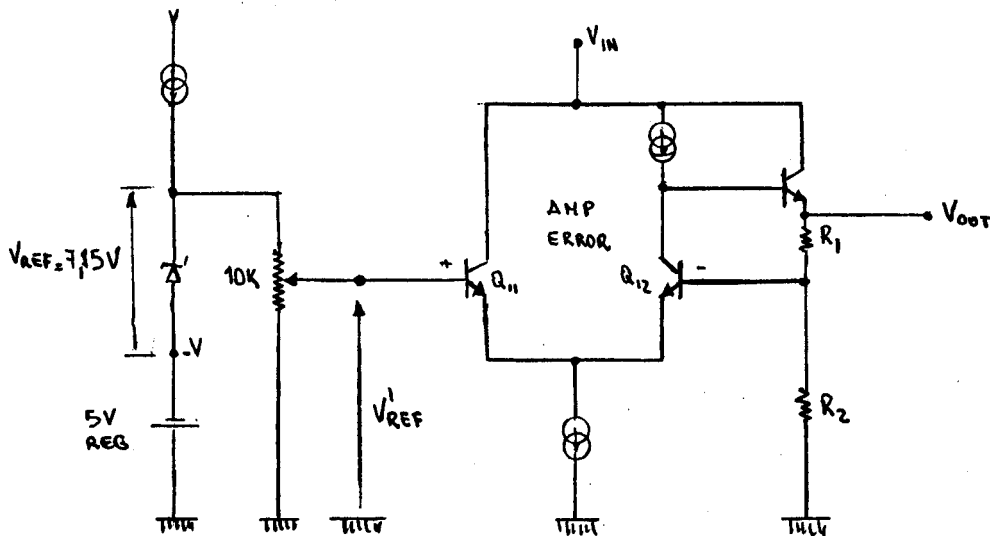
Para nuestro circuito particular $R_s = 18 \Omega$, $V_p = 0,65 \text{ V}$ (valor dado en el funcionamiento del uA723)

con $V_{OAL} = 0 \Rightarrow I_{Omax} = 0,65 \text{ V} / 18 \Omega \approx 36 \text{ mA}$



Calculo de la Vref

Esquema simplificado



Como en esta configuración el terminal $-V$ no está conectado a masa, sino a una tensión diferente a la V_{ref} interna, esto produce una variación en la V_{ref} resultante aplicada al terminal No Inversor del amplificador de error. El cambio de la V_{ref} resultante se traduce en un cambio en la V_{out} ya que ahora la referencia del terminal No Inversor cambia y el Inversor sigue permaneciendo igual. Es decir, se produce una variación de modo diferencial en la tensión aplicada al Amplificador de error y este responde a esa variación en forma eficiente.

De las características del $\mu A 723$, la V_{ref} interna (típico) se toma $V_{ref} = 7,15V$.

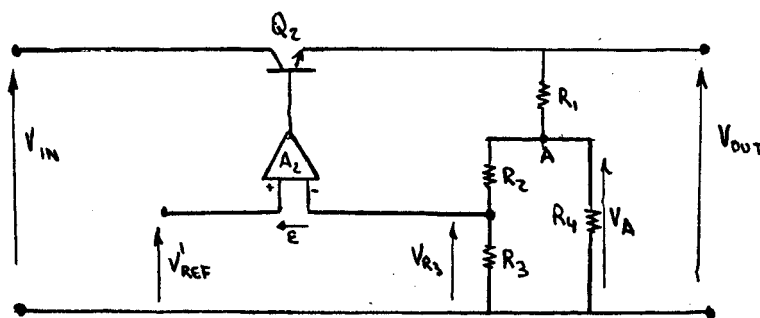
Entonces la V'_{ref} resultante aplicada al terminal N.I. va a ser:

$$V'_{ref} = V_{ref} - 5V = 7,15 - 5 = 2,15 V$$

Calculo de la V_{out}

Diagrama simplificado sin protecciones de corriente

- $R_1 = 100 \Omega$
- $R_2 = 10 k\Omega$
- $R_3 = 22 k\Omega$
- $R_4 = 20 k\Omega$



$$V_{R_2} + E - V'_{REF} = 0 \quad \text{pero} \quad E \approx 0 \quad \Rightarrow \quad V'_{REF} = V_{R_2}$$

$$V_{OUT} = V_A \cdot \frac{R_1 + R_P}{R_P} \quad \text{donde} \quad R_P = (R_2 + R_3) \parallel R_4$$

$$\text{o su vez} \quad V_A = V'_{REF} \frac{R_2 + R_3}{R_3} \quad \Rightarrow \quad \text{reemplazando}$$

$$V_{OUT} = \left(V_{REF}' \frac{R_2 + R_3}{R_3} \right) \cdot \frac{R_1 + R_P}{R_P} \rightarrow \text{como } R_1 \ll R_P$$

$$\boxed{V_{OUT} \approx V_{REF}' \frac{R_2 + R_3}{R_3}} \rightarrow \text{reemplazando valores} \rightarrow V_{OUT} = 2,15 \frac{10K + 22K}{22K} \rightarrow \underline{V_{OUT} \approx 3,12V}$$

Esta tensión es la máx. de salida, ya que no se tuvo en cuenta el potenciómetro de 10 k Ω que forma parte de la V_{REF}' . (Al variar el potenciómetro, la V_{OUT} varía de 0 a 3,12 V).

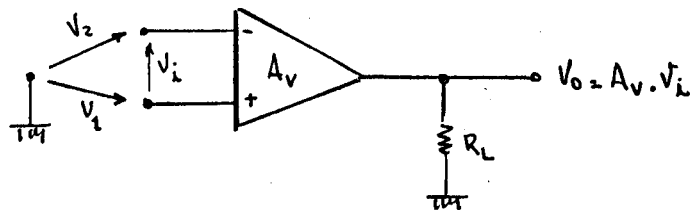
Amplificadores Operacionales

Es un amplificador de alta ganancia, al que se le agrega una realimentación para controlar la característica de respuesta.

Normalmente un Amp. Operacional integrado esta constituido por cuatro etapas en cascada. La primera es un amplificador diferencial con doble salida, la segunda es un amplificador diferencial de salida única, la tercera es un seguidor de emisor, y la última traslada el nivel de tensión continua y exitador de salida.

Amp. Op. básico:

$$V_i = V_2 - V_1$$



Amp. Op. ideal: tiene las siguientes características:

$R_i = \infty$; $R_o = 0$; $A_v = -\infty$; $BW = \infty$; $V_o = 0$ si $V_1 = V_2$ (equilibrio perfecto). No hay variación de las características con la temperatura.

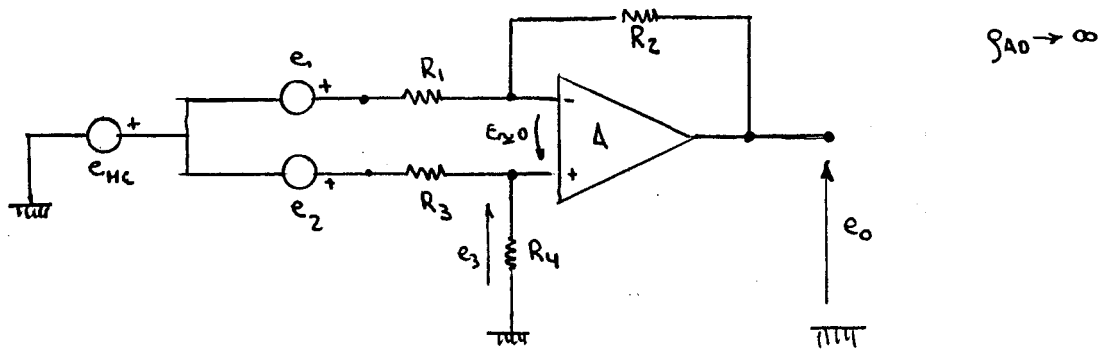
El Amp. Op. real tiene ciertos desequilibrios que lo apartan del amplificador operacional ideal.

La generalidad de los sistemas de control se proyectan para operar con señales diferenciales de bajo nivel.

Para amplificar este tipo de señales se deberá, en consecuencia conjugar tres factores tales como la amplificación, la impedancia de entrada y la relación de rechazo de modo común.

Amplificador diferencial de corriente continua usando un solo Amp. Op.

Es la estructura más simple usada para la amplificación de señales diferenciales. Requiere solo un Amp. Op. y 4 resistencias de adecuada precisión, conectadas como en la figura sgte.



$$e_3 = (e_{1c} + e_2) \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$\frac{e_{1c} + e_1 - e_3}{R_1} = \frac{e_3 - e_0}{R_2}$$

combinando estas ecuaciones, la tensión de salida va a ser:

$$e_0 = e_{1c} \left(\frac{R_4 R_2 + R_4 R_1 - R_2 R_3 - R_2 R_4}{R_1 (R_3 + R_4)} \right) - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) e_1 + \left(\frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_4/R_3} \right) e_2$$

Si $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$ la ecuación de arriba se reduce a:

$$e_o = R_2/R_1 \cdot (e_2 - e_1)$$

$$\rightarrow e_o = A_d v_d$$

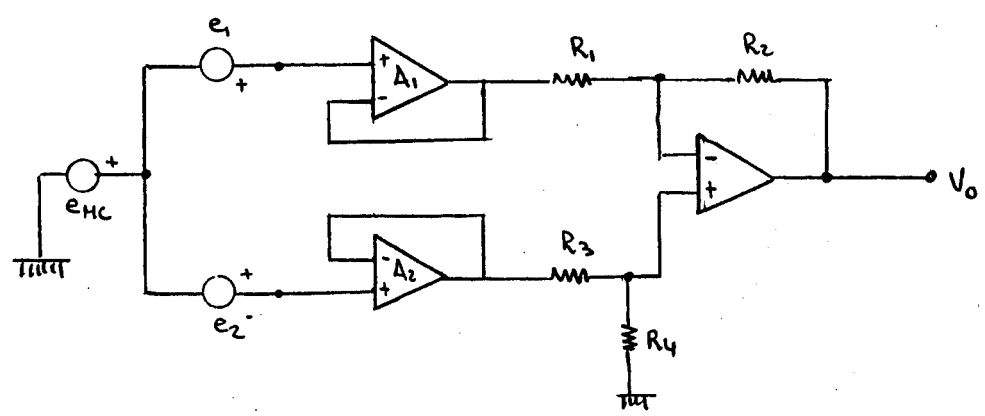
Si no se verifica exactamente la relación de resistencias, por desajustes, esto influye en el factor de rechazo de modo común (FRMC) de todo el sistema. Es decir se tiene dos componentes de FRMC, uno que es el propio del Amp. Op. aislado (idealmente $\rho_{AO} \rightarrow \infty$) y el otro debido a los desajustes de las resistencias (ρ_R).

Si $\rho_R \rightarrow \infty$ para valores medios de las resistencias ($\bar{R}_2/\bar{R}_1 = \bar{R}_4/\bar{R}_3$) y siendo $\Delta R/R$ igual a la tolerancia de fabricación o ajuste, considerada igual para las 4 resistencias, resulta que el rechazo de modo común para el circuito anterior posee un valor mínimo, dependiente de la ganancia diferencial, así como del mínimo ρ_{AO} , e inversamente de la tolerancia de las resistencias. Es decir:

$$\rho_{R \text{ posible}}^{\text{min}} \approx \frac{A_D}{4 \frac{\Delta R}{R}} \quad (\rho_{AO} \gg \rho_{R \text{ posible}}^{\text{min}})$$

Amplificadores diferenciales con tres amplificadores operacionales

A partir de la configuración anterior, el empleo de 2 Amp. Op. más ofrece importantes mejoras respecto de la impedancia de entrada, ya que con un solo Amp. Op. no es muy alta. Además no se deteriora el FRMC.

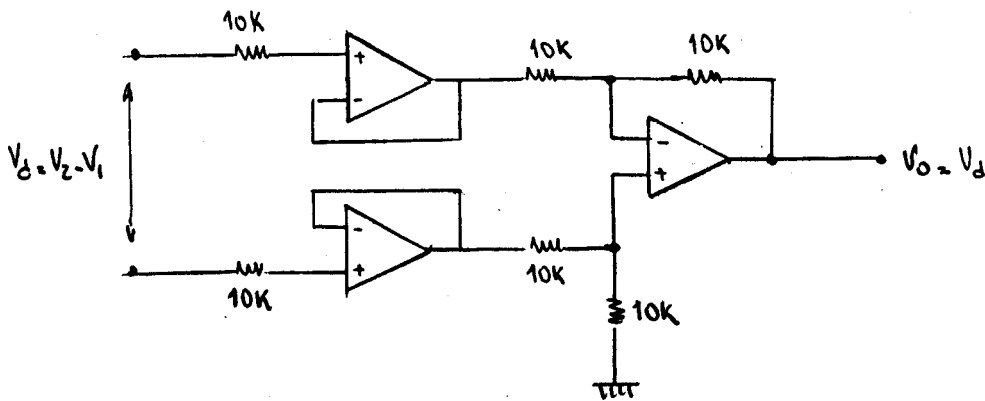


En esta figura los amplificadores A1 y A2 están montados como separadores, luego la tensión de salida es igual a la de entrada. De

esta manera, esta conexión no produce ningún efecto sobre una señal conectada al circuito, aislando la entrada de la salida, y además, el consumo de potencia de este circuito es muy bajo.

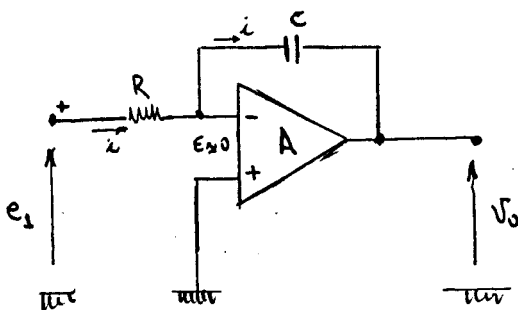
Si las cuatro resistencias son iguales, entonces $V_o = e_2 - e_1$

Para el circuito de análisis de partida, la etapa de 3 Amp. Op. está formada como se muestra:



A.O. LF444 CN
(dual)

Integrador: este usa un Amp. Op. en la configuración inversora.

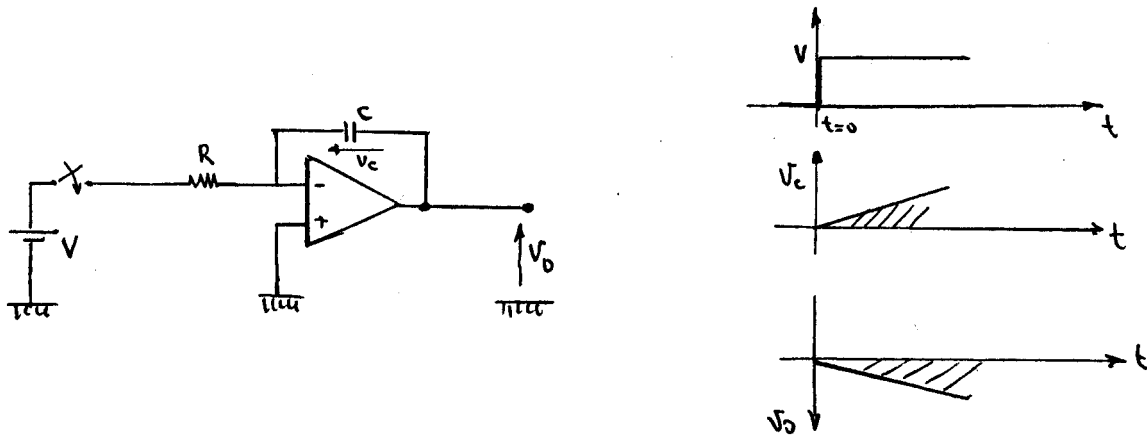


$$V_o = -\frac{1}{Rc} \int_0^t e_1 dt$$

(si $A \rightarrow \infty$, $\epsilon \approx 0$)

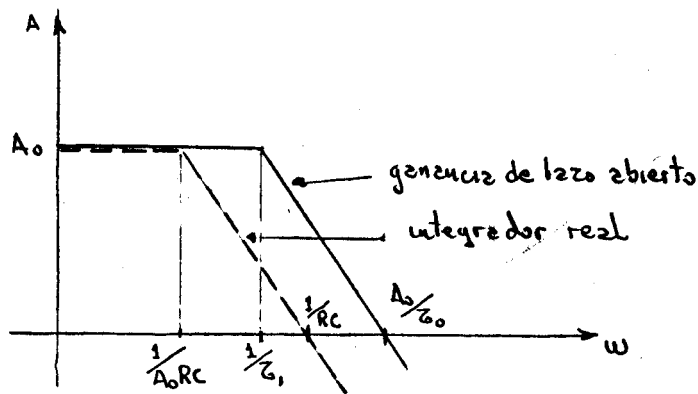
Puesto que no fluye corriente al terminal de entrada del Amp. Op. toda la corriente i se emplea en la carga del capacitor de realimentación, apareciendo una tensión a través de dicho elemento.

Para que la tensión del capacitor tome la forma de una rampa, la corriente que entrega el circuito exterior al capacitor debe ser constante. Para lograr esto se emplea el integrador operacional, conocido también como integrador Miller.



Al cerrar la llave, el valor de la corriente depende solo de R (tensión de compensación $V_o = 0$) y a medida que transcurre el tiempo (carga de C), la tensión V_o se incrementa, en forma de rampa, con polaridad opuesta a la rampa de carga del capacitor (V_c). Al pasar el transitorio (baja frecuencia) el capacitor es un circuito abierto, entonces no hay realimentación y la transferencia del sistema es la de lazo abierto, entonces V_o es igual a la tensión de alimentación.

La respuesta de lazo abierto del amplificador operacional puede aproximarse por un polo simple situado en $1/z_o$ y con una ganancia en bajas frecuencias A_o .



La función transferencia del integrador es:

$$\frac{J_o(s)}{J_1(s)} = \frac{-A_o}{\left(\frac{z_o}{A_o} s + 1\right) (A_o RC s + 1)}$$

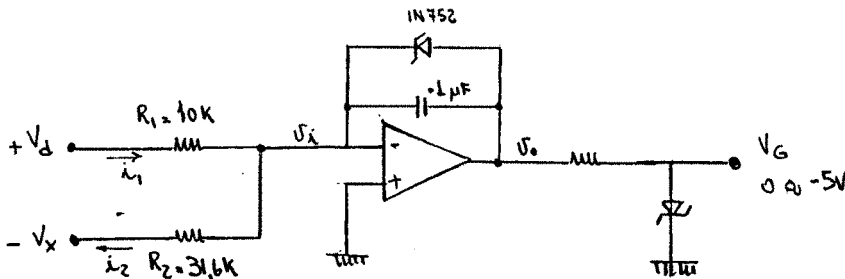
Esta función tiene 2 polos en el eje real negativo, en comparación con un integrador ideal, el cual posee un único polo en el

origen.

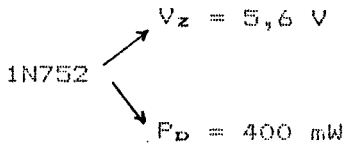
La respuesta del integrador real se aparta del ideal, tanto en bajas como en altas frecuencias.

Para bajas frecuencias, el funcionamiento del integrador está limitado por la ganancia finita del Amp. Op. Para altas frecuencias está afectado por el ancho de banda finito del Amp. Op.

Integrador-sumador con limitador a diodo zener



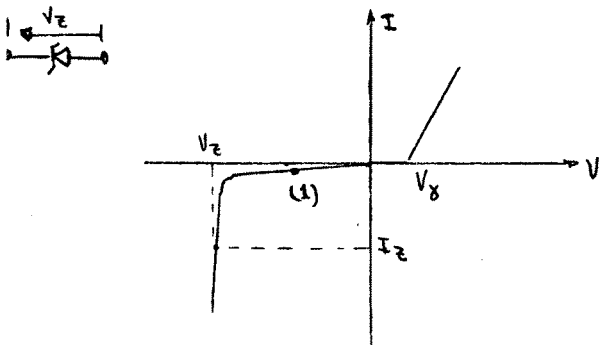
$$V_o = -\frac{1}{R_c} \int V_i dt$$



$$\tau_1 = 0,1 \mu F \cdot 10 K \Omega = 1 \text{ mseg}$$

$$\tau_2 = 0,1 \mu F \cdot 31,6 K \Omega = 3 \text{ mseg}$$

$$P_D = V \cdot I_Z \rightarrow I_{Zmax} = \frac{400 \text{ mW}}{5,6 \text{ V}} = 70 \text{ mA}$$



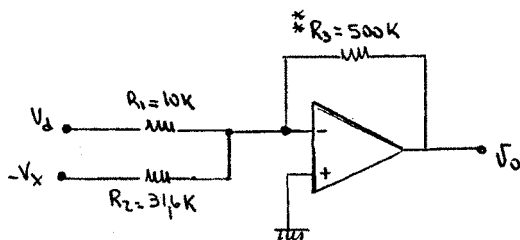
El zener regulará la tensión de carga oponiéndose a las variaciones de la corriente y de la tensión de alimentación V_i .

En un punto (1) de la característica tensión-corriente, antes de la región de ruptura la resistencia incremental (linealizando la curva) es mucho mayor que $1 \text{ M}\Omega$ y la tensión varía grandemente frente a muy pequeños cambios de la corriente (μA).

En esta región del zener, la tensión de salida del Amp. Op. responde rápidamente a variaciones de la corriente de entrada.

Interesa tener una V_o que varíe entre 0 y -5 V , entonces se calcula como debe mantenerse V_d .

La tensión mínima V_d , sin carga conectada es $V_d = 25 \text{ mV} \Rightarrow$ que $I_d = 0$.



$$V_o = -\left(V_d \frac{R_3}{R_1} + V_x \frac{R_3}{R_2}\right) = -(50 V_d + 15,8 V_x)$$

$$\text{Para: } \begin{cases} I_{\text{DRAIN}} = 0 \rightarrow V_d = 25 \text{ mV} & 1) \\ I_D = 5 \mu\text{A} \rightarrow V_d = 525 \text{ mV} & 2) \\ I_D = 10 \text{ mA} \rightarrow V_d = 1,02 \text{ V} & 3) \end{cases}$$

$$1) \quad V_o = -(50 \cdot 25 \text{ mV} + 15,8 V_x)$$

$$i_x \begin{cases} V_x = 0 \rightarrow V_o = -1,25V \\ V_x = -79mV \rightarrow V_o = 0 \\ V_x = -500mV \rightarrow V_o = +6,65V \end{cases}$$

$$\underline{0 \leq V_x \leq -79mV}$$

$$2) \quad V_o = -(50 \cdot 525mV + 15,8 V_x)$$

$$\begin{cases} V_x = 0 \rightarrow V_o = -26,25V \\ V_x = -1,66V \rightarrow V_o = 0 \\ V_x = -25V \rightarrow V_o = +13,25V \end{cases}$$

$$0 \leq V_x \leq -16V$$

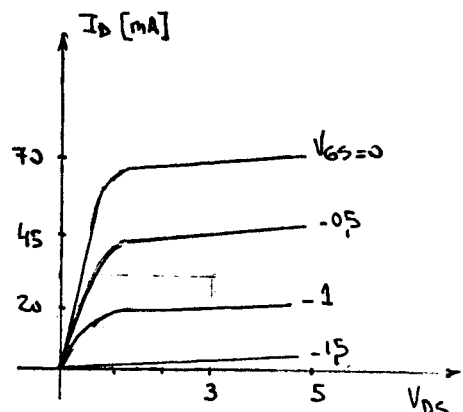
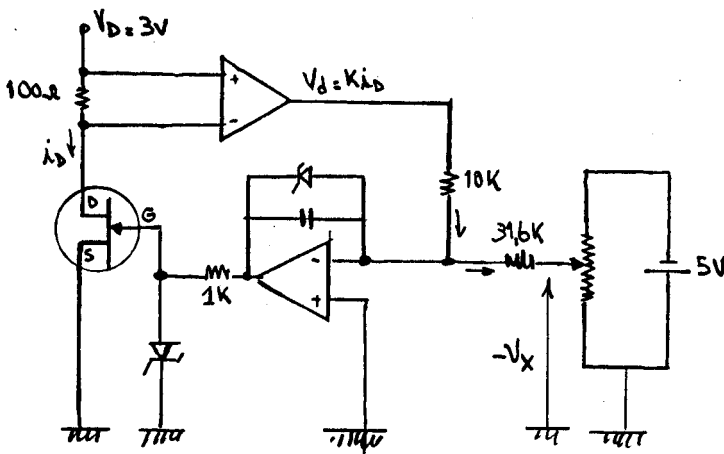
$$3) \quad V_o = -(50 \cdot 1,02V + 15,8 \cdot V_x)$$

$$\begin{cases} V_x = 0 \rightarrow V_o = -51V \\ V_x = -3,2V \rightarrow V_o = 0 \\ V_x = -4V \rightarrow V_o = 12,2V \end{cases}$$

$$0 \leq V_x \leq -3,2V$$

* $R_s = 500 \text{ K}\Omega$: valor tomado para simular la característica tensión-corriente del zener antes de la ruptura.

Conexion del FET en el circuito



1) Si se conecta la alimentación V_D , estando el gate en circuito

abierto, la corriente i_D aumenta hasta un valor máximo fijado por la R de polarización de 100Ω entonces $I_{D_{máx}} = 3 \text{ V} / 100\Omega \approx 30 \text{ mA}$. Este valor máximo de I_D es aceptable, viendo las curvas características del FET utilizado.

2) Al conectar la alimentación V_G y V_D y considerando que no tengo conectada al Amp. Op. integrador la fuente de tensión negativa ($-V_x$), se tiene ahora una vinculación entre la corriente i_D y la tensión V_G dada por una ecuación propia del FET. Entonces, en el instante inicial la corriente I_D por la R de 100Ω produce una tensión positiva ($+V_G$) la que se traduciría en una correspondiente V_G que a su vez fijaría una I_D menor, y con este mecanismo se alcanza el equilibrio.

3) Para poder variar i_D a un valor deseado, se debe variar la tensión V_G pero en forma independiente (ya que V_G e i_D están vinculados). Esto se logra conectando al terminal no inversor del Amp. Op. integrador una tensión negativa variable ($-V_x$). Ahora la tensión diferencial de entrada del Amp. Op. integrador se hace variable. El valor mínimo de V_G (≈ 0) se logra cuando se igualan los potenciales de los terminales inversor y no inversor del Amp. Op. integrador. Esto significa que las corrientes que llegan al terminal NI son iguales. Este equilibrio se logra para un determinado valor $-V_x$. Valores menores de la tensión $-V_x$ se traduce en una variación más negativa de V_G . Valores mayores de $-V_x$, que la de equilibrio, polarizan al zener en forma directa, y la salida del Amp. Op. integrador (V_G), idealmente, se mantiene en aprox. 0 voltios.

4) Las resistencias de valores $31,6 \text{ K}\Omega$ y $10 \text{ K}\Omega$ conectadas al terminal inversor del Amp. Op. integrador difieren en valor ohmico debido a la necesidad de lograr una variación gradual de la tensión V_D .

5) Si se quema el zener del integrador, la salida tomaría el valor de alimentación (-15 V). Para evitar esto se conecta en la salida un zener de protección con una resistencia de $1 \text{ K}\Omega$, que fija la corriente máx que circularía por este zener, en este caso extremo.

Valores Medidos

1) $I_D = 0,143 \text{ mA}$ $V_d = 143 \text{ mV}$
 $V_G = +0,46 \text{ V}$
 $V_D = 0 \text{ V}$

2) $I_D = 1,5 \text{ mA}$
 $V_G = -1,47 \text{ V}$
 $V_D = 2,51 \text{ V}$
 $V_X = -0,5 \text{ V}$

3) $I_D = 4,6 \text{ mA}$
 $V_G = -1,35 \text{ V}$
 $V_D = 2,51 \text{ V}$
 $V_X = -1,5 \text{ V}$

4) $I_D = 6 \text{ mA}$
 $V_G = -1,3 \text{ V}$
 $V_D = 2,51 \text{ V}$
 $V_X = -2 \text{ V}$

IBLIOGRAFIA

- 1) "Protección de reguladores continuos de tensión". Revista telegráfica Electronica (R.T.E.). Marzo de 1980.
- 2) "Análisis comparativo de estructuras diferenciales con Amp. Op." R.T.E. Mayo/Junio 1982.
- 3) "Estabilidad de Amp. Op. realimentados negativamente con dipolos pasivos". R.T.E. Noviembre 1982.
- 4) "Estabilidad de Amp. Op." R.T.E. Setiembre 1981.
- 5) "Circuitos de potencia de Estado Solido SP52-RCA". pp. 239-277.
- 6) "Electrónica Integrada". Millman y Halkias.
- 7) "Notas de aplicación del regulador de voltage de presición uA 723". Fairchild Semiconductor. 1968.

DIRECTOR DEL TRABAJO

Ings. Juan SANZ y Alberto BAVA